

Kompakte Diversity-Antennen für den mobilen Empfang von Satellitensignalen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS
(Dr.-Ing.)

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität der Bundeswehr München

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Dominikus Joachim Müller
aus München

Tag der Prüfung:

6. Dezember 2010

Vorsitzender:

Prof. Dr.-Ing. habil. Wilfrid Pascher

1. Berichterstatter:

Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier

2. Berichterstatter:

Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel

Neubiberg, den 9. Dezember 2010

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München.

Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier, der mir das Bearbeiten dieses Themas ermöglichte und mich währenddessen mit seinen Ideen und Ratschlägen intensiv unterstützte.

Des Weiteren möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel bedanken, der die Aufgabe des zweiten Berichterstatters übernommen hat.

Ebenso gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Jochen Hopf, der mit seinen konstruktiven und hilfreichen Vorschlägen zum Gelingen dieser Arbeit beitrug.

Bei Herrn Markus Mittermeier und Herrn Oliver Kindt möchte ich mich für das Ätzen der Platinen und für die Metallaufbauten bedanken, die für die Realisierung der Musterantennen und deren Messungen benötigt wurden. Mein Dank gilt auch Herrn Bernd Wahnschaffe für die Erstellung und Bearbeitung der zahlreichen Fotos der realisierten Antennen.

Des Weiteren möchte ich mich bei meinen Kollegen Herrn Dipl.-Ing. Simon Senega und Herrn Dipl.-Ing. Gerd Saala sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Leopold Reiter für die sehr gute Zusammenarbeit bedanken.

Außerdem möchte ich mich bei allen Studenten bedanken, die durch ihre Studienarbeiten, Bachelorarbeiten und Diplomarbeiten ebenfalls zum Gelingen dieser Arbeit beitrugen.

Neubiberg, im Dezember 2010

Dominikus J. Müller

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

DAB	Digital Audio Broadcasting
COFDM	Coded Orthogonal-Frequency Division Multiplexing
GEO	Geostationary Earth Orbit
HEO	Highly Elliptical Orbit
LHCP	Left-Hand Circularly Polarized
MID	Molded Interconnect Devices
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RHCP	Right-Hand Circularly Polarized
SDARS	Satellite Digital Audio Radio Service
SNR	Signal-to-Noise Ratio

Formelzeichen

a	Radius
c_{ij}	Kreuz-Kovarianz
c_{ii}	Auto-Kovarianz
d	Länge eines Signalpfades, Antennenabstand
f, f_0	Frequenz, Frequenz im Freiraum
n	Diversity-Effizienz
p	Ausfallrate, Verteilungsdichtefunktion
r	Entfernung
t	Zeit
v	Geschwindigkeit
AR	Achsenverhältnis
B	Bandbreite
C	Kapazität
C'	Kapazitätsbelag
\underline{C}	Richtcharakteristik
$D(\theta, \varphi)$	Richtfaktor
\vec{E}_θ	θ - oder vertikale Komponente des elektrischen Feldes
\vec{E}_φ	φ - oder horizontale Komponente des elektrischen Feldes
$G(\theta, \varphi)$	Antennengewinn

L	Induktivität
L'	Induktivitätsbelag
L_{Pol}	Polarisationsverlust
L_{Ref}	Reflexionsverlust
N	Rauschleistung
\underline{P}	Verteilungsdichte der einfallenden Wellen
R	Reeller Widerstand
R_{i}	Innenwiderstand
R_{s}	Strahlungswiderstand
R_{v}	Verlustwiderstand
\underline{S}_{ij}	Streuparameter
\mathbf{S}	Streumatrix
\mathbf{T}	Transfermatrix
T	Rauschtemperatur
U	Umfang
V	Spannung
X	Blindwiderstand
XPR	Kreuzpolarisationsverhältnis
Z_{L}	Leitungswellenwiderstand
\underline{Z}	komplexe Impedanz
\underline{Z}'	normierte Impedanz
β	Wellenzahl, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$
ε_{r}	Dielektrizitätszahl
$\varepsilon_{\text{r,eff}}$	effektive Dielektrizitätszahl
η	Wirkungsgrad
λ, λ_0	Wellenlänge, Wellenlänge im Freiraum
λ_{eff}	effektive Wellenlänge
ϕ	Phase
φ	Azimutwinkel, Richtdiagramm
θ	Elevationswinkel, Richtdiagramm
θ_{HB}	Halbwertsbreite
ρ_{12}	Korrelationskoeffizient, normierte Kreuz-Kovarianz
τ	Zeitversatz
ω	Kreisfrequenz
Φ	Azimutwinkel zwischen Empfänger/Empfangsantenne und Satellit
Θ	Elevationswinkel zwischen Empfänger/Empfangsantenne und Satellit

Konstanten

c_0	$= 299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
k	$= 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$	Boltzmann-Konstante
ε_0	$= 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$	elektrische Feldkonstante
Z_0	$= 120\pi \Omega$	Freiraumwellenwiderstand

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
Abkürzungen und Formelzeichen	iii
1 Einleitung	1
1.1 Digitale Satellitenradiosysteme	1
1.2 Diversity-Techniken für SDARS-Systeme	2
1.3 Anforderungen an Empfangsantennen für SDARS-Systeme	3
1.4 Stand der Technik	4
1.4.1 Fahrzeugantennen für SDARS-Systeme	4
1.4.2 Mehrbandfähige Antennen für SDARS-Systeme	6
1.4.3 Polarisations-Diversity-Antennen für SDARS-Systeme	6
1.5 Problemstellung	7
1.6 Antennen-Diversity am Empfänger für SDARS-Systeme	9
1.7 Zielsetzung und Gliederung der Arbeit	9
2 Satellitenübertragungsstrecke	13
2.1 Signalrauschverhältnis am Empfänger	13
2.2 Typische Elevationswinkel für SDARS-Systeme	16
2.3 Antennen-Diversity-System	18
2.4 Schwenkbare Richtcharakteristik von Diversity-Antennen im Mehrwegeszenario	20
2.5 Anordnungen von Diversity-Antennen	21
3 Schmale zirkular polarisierte Antenne	31
3.1 Konzept	31
3.2 Theoretische Betrachtung	32
3.2.1 Verschaltung zu einer Schlitz-Dipol-Antenne	35
3.2.2 Zirkulare Polarisation und Anpassnetzwerk	35
3.2.3 Polarisationsumschaltung	37
3.3 Simulation	37
3.3.1 Modellierung	37
3.3.2 Miniaturisierung und Optimierung	38
3.4 Struktur und Realisierung	39
3.5 Messungen	41
3.6 Audio-Verfügbarkeitstest in einem Mehrwegeszenario	46
4 Antennenkombination für GEO-Satellitensysteme mit terrestrischen Sendestationen	53
4.1 Konzept	53

4.2	Planare Antenne mit großer Halbwertsbreite in Elevationsrichtung	54
4.2.1	Struktur und Speisung	55
4.2.2	Stromverteilung und Richtcharakteristik	55
4.3	Ring-Antenne mit optimaler Richtcharakteristik für niedrige Elevationswinkel	57
4.3.1	Bekannte Ring-Antennen	57
4.3.2	Funktionsprinzip einer GEO-Ring-Antenne mit eingefügten Kapazitäten	58
4.3.3	Struktur, Speisung und Antennenimpedanz	62
4.3.4	Strombelegung und Richtcharakteristik	63
4.4	Antenne für terrestrische Signale	64
4.5	Antennenkombinationen	65
4.6	Schwenkbare Richtcharakteristik bei Verschaltung	70
4.7	Audio-Verfügbarkeitstest in einem Mehrwegeszenario	71
5	Antennenkombination für HEO- und GEO-Satellitensysteme mit terrestrischen Sendestationen	77
5.1	Konzept	77
5.2	Ring-Antenne optimiert für hohe Elevationswinkel	78
5.2.1	Funktionsprinzip	78
5.2.2	Eingangsimpedanz	81
5.2.3	Speisetechnik mit Mikrostreifenleitungen	83
5.2.4	Speisetechnik mit Koppelleiter	88
5.3	2-Antennen-Diversity-Kombination	92
5.4	3-Antennen-Diversity-Kombination	96
5.5	Audio-Verfügbarkeitstest in einem Mehrwegeszenario	103
6	Kunststoffkörper in MID-Technologie für Antennen-Diversity-Kombinationen	107
6.1	Einführung	107
6.2	MID-Technologie	107
6.3	Material und Metallisierung	108
6.4	MID-Kunststoffkörper für eine 3-Antennen-Diversity-Kombination	108
6.4.1	Verlustreduzierung	109
6.4.2	Realisierung des MID-Kunststoffkörpers	112
6.5	Simulation und Messungen	115
6.5.1	Einzelantennen	115
6.5.2	3-Antennen-Diversity-Kombination auf einem MID-Kunststoffkörper	119
6.5.3	Optimierter MID-Kunststoffkörper	122
7	Zusammenfassung und Ausblick	123
A	Anhang	129
A.1	Teststrecke	129
A.2	Aufzeichnungseinheit	131
A.3	Testfahrzeug und Antennenmontage	132
A.4	Messkammer	133
	Literaturverzeichnis	134

1 Einleitung

Der Wunsch, digitale Multimediainhalte wie Audiodaten, Videodaten oder Internet-Anwendungen unterwegs in Fahrzeugen in hoher Ton- und Bildqualität störungsfrei zu empfangen, beinhaltet die Frage, welche Übertragungstechnik bzw. welches Übertragungssystem einem mobilen Nutzer diesen Wunsch am besten erfüllen kann.

Digitale Modulationsverfahren haben die analoge Übertragungstechnik in fast allen Bereichen der mobilen Kommunikation abgelöst, wodurch höhere Datenraten erzielt werden und die zur Verfügung stehende Bandbreite effizienter genutzt werden können. Digitales terrestrisches Radio – Digital Audio Broadcasting (DAB)-Radio – steht in Teilen Deutschlands seit den 90er Jahren mobilen Nutzern zur Verfügung. Rundfunkprogramme können mit diesem System auch bei hohen Geschwindigkeiten in hoher Audioqualität empfangen werden. Dieses auf terrestrischen Sendestationen basierende System konnte sich bis heute nicht deutschlandweit gegenüber dem analogen FM-Rundfunk durchsetzen [1].

Die Betreiber von Multimediadiensten sind darauf bedacht, die nötige Infrastruktur für eine flächendeckende Versorgung und großer Programmauswahl so gering wie möglich zu halten, um vor allem Betriebs- und Wartungskosten zu reduzieren.

Unter Berücksichtigung dieser Aspekte ist ein digitales Satellitensystem einem analogen terrestrischen System wie dem FM-Rundfunk oder einem digitalen terrestrischen System wie DAB deutlich überlegen. Auf Grund der großen Distanz zwischen Erde und Satellit kann mit einer Satellitenantenne ein sehr viel größeres Gebiet als mit einer terrestrischen Sendestation versorgt werden. Die gesendeten Radioprogramme stehen somit wesentlich mehr potenziellen Nutzern zur Verfügung, da sie sogar über die Landesgrenzen hinaus empfangen werden können.

In den Vereinigten Staaten von Amerika sowie in Kanada werden zwei digitale Satellitenradiodienste – Satellite Digital Audio Radio Service (SDARS) – seit 2001 bereits erfolgreich betrieben. Die Anzahl der Nutzer steigt dabei von Jahr zu Jahr kontinuierlich. Dies zeigt, dass gegenüber analogem FM-Rundfunk ein digitales Satellitenradiosystem eine wirkliche Alternative darstellt. Die Vorteile eines digitalen Satellitenradiosystems sind auch in Europa erkannt worden. Zwei europäische Unternehmen arbeiten daran, ein ähnliches flächendeckendes digitales Satellitensystem wie in den USA auch in Europa einzuführen und zu betreiben. Es wird angestrebt, Nutzern aus ganz Europa nationale und internationale Programme in großer Auswahl europaweit mobil im Fahrzeug in hoher digitaler Audioqualität anbieten zu können.

1.1 Digitale Satellitenradiosysteme

Seit 2001 werden in Nordamerika zwei digitale Satellitensysteme – *Sirius Satellite Radio* [2] und *XM Satellite Radio* [3] – betrieben. Nutzern in den USA sowie in Kanada stehen unter anderem zahlreiche Sport-, Nachrichten und Musikprogramme zur Verfügung. Beide Systeme senden im S-Band bei einer Mittenfrequenz von 2,32625 GHz bzw. 2,339 GHz. Innerhalb einer Bandbreite von 12,5 MHz bietet *Sirius Satellite Radio* 130 digitale Radio-kanäle und drei digitale Fernsehkanäle an, die stationär, aber vor allem auch bei hoher

Geschwindigkeit, zum Beispiel in Fahrzeugen, empfangen werden können.

Beide Systeme unterscheiden sich in der Anzahl und Konstellation der jeweiligen Satelliten. *Sirius Satellite Radio* basiert auf drei Satelliten, welche sich auf einem stark elliptischen Orbit befinden, und einem geostationären Satelliten. Die entsprechenden Satelliten werden im Folgenden mit Highly Elliptical Orbit (HEO)-Satelliten bzw. mit Geostationary Earth Orbit (GEO)-Satelliten bezeichnet.

XM Satellite Radio betreibt sein System derzeit mit zwei GEO-Satelliten. Die zur Verfügung stehende Bandbreite beträgt ebenfalls 12,5 MHz, innerhalb der über 100 Audiokanäle den Nutzern angeboten werden.

Die zur Verfügung stehende Bandbreite wird bei beiden Systemen in Teilbänder unterteilt, die jeweils einem Satelliten bzw. den zusätzlichen terrestrischen Sendestationen zugeordnet werden. Die terrestrischen Sendestationen unterstützen die Satellitensysteme in Großstädten, wo ein störungsfreier Satellitenempfang nicht gewährleistet werden kann. In Häuserschluchten treten Abschattungseffekte und durch Reflexionen verursachter Mehrwegeempfang auf, wodurch verstärkt Audio- bzw. Bildausfälle auftreten. Die aus diesem Grund installierten terrestrischen Sendestationen empfangen hierbei die Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)-modulierten Satellitensignale, demodulieren diese und setzen sie dann auf die entsprechende Mittenfrequenz des zugeordneten Teilbandes um. Anschließend werden Coded Orthogonal-Frequency Division Multiplexing (COFDM)-modulierte Signale mit einer Bandbreite von 4 MHz gesendet.

Angetrieben durch den großen Erfolg des digitalen und mobil empfangbaren Satellitenradios in Nordamerika, ist auch in Europa das Interesse geweckt worden, europaweit digitale Audio- und Videodaten basierend auf einem Satellitensystem flächendeckend anzubieten. Die bereits vorhandenen digitalen Satellitensysteme sind für den Empfang in Fahrzeugen nicht geeignet, da sie ausschließlich für den stationären Empfang konzipiert worden sind. *Worldspace Satellite Radio* stellt in [4] ein mögliches europäisches digitales Satellitenradiosystem vor. Empfangstests zu diesem auf GEO-Satelliten basierenden System sind bereits abgeschlossen. *ONDAS Media* hingegen plant für Europa ein – ähnlich wie *Sirius Satellite Radio* – auf drei HEO-Satelliten basierendes SDARS-System [5, 6].

1.2 Diversity-Techniken für SDARS-Systeme

Um die bei Mehrwegeempfang auftretenden Pegel einbrüche kompensieren zu können, finden in vielen Übertragungssystemen Diversity-Techniken Anwendung. Durch Anwendung von Diversity-Techniken entstehen zusätzliche Übertragungskanäle, so dass statistisch unabhängige Signale an den Empfangsantennen erzeugt werden. Dabei unterscheiden sich die Übertragungskanäle bezüglich ihrer Inhalte nicht, so dass im Prinzip eine Redundanz in das Übertragungssystem eingebracht wird. Eine Empfangsverbesserung in Form eines optimierten Signalrauschverhältnisses – Signal-to-Noise Ratio (SNR) – kann dann mit verschiedenen Kombinationsmethoden wie Schalt-Diversity, Maximum-Ratio-Combining oder auch Schalt-Phasen-Diversity erzielt werden [7, 8, 9].

Verschiedene Diversity-Techniken wie Frequenz-, Zeit-, Polarisations-, Raum- bzw. Antennen- und Winkel-Diversity können bei Übertragungssystemen kombiniert angewendet werden. Bei den nordamerikanischen Satellitensystemen von *Sirius Satellite Radio* und *XM Satellite Radio* finden außer Winkel-Diversity alle erwähnten Techniken zumindest auf der Sendeseite Anwendung [2, 10, 3]. Die Betreiber des europäischen Satellitensystems von *ONDAS Media* beabsichtigen ebenfalls Diversity-Techniken einzusetzen [5].

Frequenz-Diversity zeichnet sich dadurch aus, dass die Information nicht nur in einem Frequenzband, sondern in mehreren Teilbändern gesendet wird. So wird zum Beispiel bei *Sirius Satellite Radio* die zur Verfügung stehende Bandbreite in Teilbänder unterteilt, wobei jedem aktiven Satelliten ein Teilband zugewiesen wird. Mit dieser Technik kann das SNR bei Auftreten von frequenz-selektivem Schwund optimiert werden.

Bei Zeit-Diversity wird die gleiche Information zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten gesendet, wodurch Signalausfälle auf Grund des zeit-selektiven Schwundes kompensiert werden können. Bei *Sirius Satellite Radio* sendet einer der aktiven Satelliten sowie die terrestrischen Sendestationen um vier Sekunden versetzte Signale, so dass Signalausfälle in einem Tunnel oder unter einer Brücke auf diese Art und Weise kompensiert werden können.

Bei Polarisations-Diversity werden Signale mit unterschiedlichen Polarisierungen übertragen, wobei auch hier das polarisationsabhängige Verhalten des Übertragungskanal ausgenutzt wird. So kann bei *Sirius Satellite Radio* und *XM Satellite Radio* am Empfänger bei einem zu geringen SNR von zirkular polarisierten Satellitensignalen auf vertikal polarisierte terrestrische Signale in städtischen Gebieten umgeschaltet werden. Die links-zirkular polarisierten Satellitensignale und die vertikal polarisierten terrestrischen Signale unterscheiden sich zusätzlich in ihrer Modulationsart. Die Satellitensignale sind hierbei QPSK-moduliert, die terrestrischen Signale hingegen COFDM-moduliert.

Bei Raum-Diversity bzw. Antennen-Diversity werden zwei oder mehr Antennen zum Senden und/oder Empfangen verwendet. Im Falle der nordamerikanischen SDARS-Systeme entstehen so durch jeweils zwei aktive Satelliten zwei unabhängige Übertragungskanäle, wodurch Signaleinbrüche am Empfänger ebenfalls statistisch unabhängig voneinander auftreten.

1.3 Anforderungen an Empfangsantennen für SDARS-Systeme

Eine Antenne spielt in jedem Empfangssystem eine wesentliche Rolle, da sie die erste Komponente im gesamten Empfangssystem darstellt und zusammen mit dem Eingangsverstärker ausschlaggebend für das SNR am Empfängereingang ist. Dies gilt insbesondere für Satellitensysteme, da ein niedriger Signalpegel durch die begrenzte Sendeleistung des Satelliten sowie durch die hohe Freiraumdämpfung im Vergleich zu terrestrischen Systemen vorliegt.

Innerhalb der Systembandbreite ist somit eine genügend gute Reflexionsdämpfung – meist bezüglich $50\ \Omega$ – Voraussetzung, damit der Eingangsverstärker im Rauschoptimum und somit mit der geringsten Rauschzahl betrieben wird.

Zusätzlich zu den Satellitenantennen mit zirkularer Polarisation erfordern die terrestrischen Sendestationen in Ballungsgebieten auch Antennen, die vertikal polarisierte Signale vorzugsweise aus der Horizontalen empfangen können. Zudem kann der Gewinn der Empfangsantenne bei einer gewünschten Polarisation nur mit einem genügend großen Kreuzpolarisationsverhältnis optimiert werden. In dieser Arbeit wird ein Kreuzpolarisationsverhältnis von mindestens 10 dB angestrebt.

Optimierte Empfangsantennen für SDARS-Systeme zeichnen sich dadurch aus, dass das Strahlungsmaximum der Richtcharakteristik der Haupteinfallrichtung der Satellitensignale bzw. der terrestrischen Signale entspricht und zudem die Richtcharakteristik Nullstellen in Richtungen aufweist, aus denen die jeweiligen Signale mit geringer Wahrscheinlichkeit eintreffen. Gerade beim mobilen Satellitenempfang wird eine Empfangsantenne bezüglich

einer symmetrischen sowie einer gleichförmigen Richtcharakteristik bewertet. Eine symmetrische Richtcharakteristik weist bei einem positiven Elevationswinkel den gleichen Gewinn wie bei dem gleichen negativen Elevationswinkel auf, so dass für den Gewinn gilt:

$$G(+\theta, \varphi) = G(-\theta, \varphi). \quad (1.1)$$

Eine gleichförmige Richtcharakteristik einer Antenne zeichnet sich hingegen dadurch aus, dass die Richtdiagramme bei allen Azimutwinkeln φ identisch sind. Die Antenne weist somit einen bezüglich dem Azimutwinkel omnidirektionalen Charakter auf. Herrscht zwischen Empfänger und Satellit eine direkte Sichtverbindung, ist die Empfangsleistung mit einer Antenne, die eine symmetrische und gleichförmige Richtcharakteristik aufweist, somit unabhängig von der horizontalen Richtung des Empfängers.

Verluste im Trägermaterial, auf denen die Antennenstrukturen verlaufen, wirken sich unmittelbar auf die Systemrauschtemperatur aus. Nur unter Verwendung von verlustarmen Materialien kann das SNR am Empfänger optimiert werden, da der sich dadurch ergebende Verlustwiderstand den Wirkungsgrad der Antenne reduziert.

Die allgemeinen Anforderungen an Empfangsantennen für Satellitendienste werden zudem durch die speziellen Anforderungen der Automobilhersteller erweitert. Hier spielen Designaspekte sowie die Integration mit Antennen für andere Dienste eine wesentliche Rolle. Vor allem bei einer Montage der Antennen auf einem Fahrzeugdach werden nur kleine Bauformen seitens der Automobilhersteller akzeptiert. Das in dieser Arbeit maximal zur Verfügung stehende Montagevolumen beträgt $40 \text{ mm} \times 40 \text{ mm} \times 17 \text{ mm}$ für eine im S-Band konzipierte Antenne.

Da der für die Antennen aller Dienste zur Verfügung stehende und vorgegebene Bauraum durch eine Schutzhaube begrenzt ist, stehen diese Antennen zwangsweise dicht beieinander. Somit muss auf eine geringe Kopplung der Antennen untereinander geachtet werden, um eine Verformung der Richtcharakteristik zu vermeiden. Bei einem Antennen-Diversity-System für Automobilanwendungen – also bei Verwendung von mehreren Antennen für einen Dienst – gewinnt diese Anforderung zudem an Gewicht, da zusätzliche Antennen so in den begrenzten Bauraum integriert werden müssen.

Um eine kostengünstige Herstellung und Fertigung der Antennen zu gewährleisten, ist schon bei der Gestaltung der Antennen darauf zu achten, dass die Antennengeometrie kein komplexes Gebilde darstellt. Außerdem muss eine einfache Integration in bestehende Antennensysteme bzw. die Montage unter einer bestehenden Schutzhaube bzw. einem Gehäuse leicht zu realisieren sein.

1.4 Stand der Technik

1.4.1 Fahrzeugantennen für SDARS-Systeme

Ein Überblick über herkömmlichen Fahrzeugantennen, die für den Satellitenempfang auf einem Fahrzeugdach konzipiert sind, ist zum Beispiel in [11, 12, 13] zu finden. Für den Empfang von zirkular polarisierten Signalen finden häufig planare Antennen in Mikrostreifentechnik, gekreuzte Rahmen-Antennen, Helix-Antennen oder gekreuzte Dipol-Antennen Anwendung. Diese Antennentypen unterscheiden sich – wie Abbildung 1.1 zeigt – in ihrer Bauform und Größe. Alle dargestellten Antennen zeichnen sich bei einer Montage über einer Massefläche durch eine Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum in Rich-

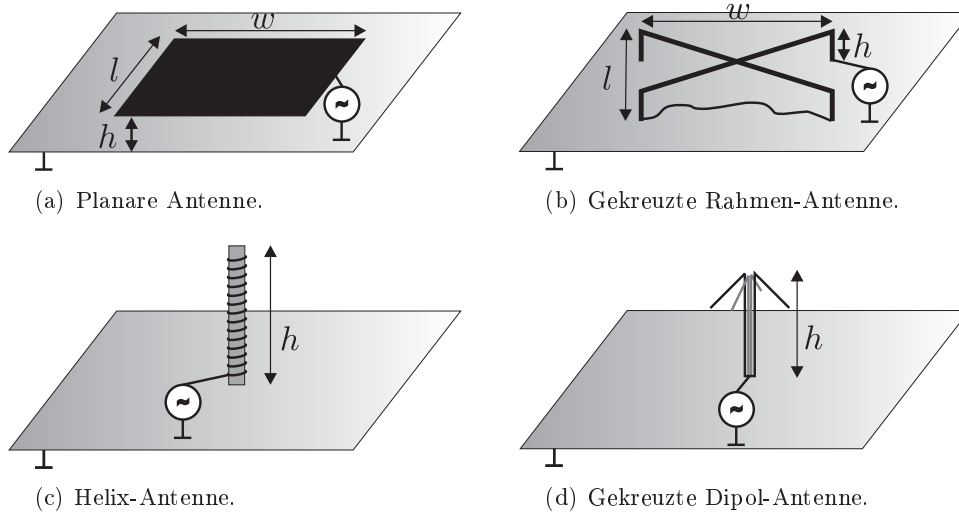


Abbildung 1.1: Verschiedene Antennenausführungen für den Empfang von Satellitensignalen, die für eine Montage auf einem Fahrzeugdach geeignet sind.

tung Zenit und einer Nullstelle in horizontaler Richtung aus. Zahlreiche Antennenkonzepte wurden speziell für SDARS-Systeme im S-Band bereits veröffentlicht, von denen einige im Folgenden kurz erläutert werden.

In [14] wird eine rechteckige, planare Antenne in Mikrostreifentechnik mit zwei Speisepunkten vorgestellt, die über ein zusätzliches Speisernetzwerk in Form eines Wilkinson-Teilers gespeist wird. Eine zirkulare Polarisierung der Antenne wird durch Eckabschrägungen der abstrahlenden Metallfläche erzielt. Dieses Antennenkonzept benötigt jedoch zwei Substrate mit einer dazwischen liegenden Massefläche, auf denen zum einen das Speisernetzwerk und zum anderen das abstrahlende Element gedruckt werden.

In [15] wird eine ringförmige, parasitär kurzgeschlossene Antenne in Mikrostreifentechnik für Satellitenanwendungen vorgestellt. Durch zusätzliche parasitäre Elemente kann der Gewinn im Vergleich zu einer herkömmlichen planaren Antenne zwar um 3 dB erhöht werden, jedoch verliert die Antenne dadurch ihre ursprüngliche planare Form. Die auf das Verhältnis von Vor- und Rückstrahlung optimierte Antenne weist in diesem Beispiel eine Höhe von 55 mm auf.

In [16] wird eine kompakte und planare Antenne für Satellitenanwendungen im S-Band vorgestellt, deren Größe durch Schlitze an den Kanten und Durchkontaktierungen auf die Substratunterseite reduziert werden kann. Auf ein Substrat mit hoher Dielektrizitätszahl kann dadurch verzichtet werden. Mit dieser Technik wird ein Antennenvolumen von $30 \text{ mm} \times 30 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ erreicht.

Neben diesen planaren Ausführungen von Satellitenantennen in Mikrostreifentechnik sind auch alternative Antennenkonzepte in der Literatur zu finden.

In [17] wird eine gekreuzte Rahmen-Antenne beschrieben, deren Richtcharakteristik durch Abstimmen von Kapazitäten für SDARS-Anwendungen optimiert werden kann. Eine Verformung der Richtcharakteristik bei einer Montage der Antenne auf einem Fahrzeugdach kann durch Abstimmen der Kapazitäten ausgeglichen werden.

In [18] wird eine Draht-Antenne vorgestellt, die für den Empfang von *XM Satellite Radio* optimiert ist. Diese auf einem Kunststoffmaterial aufgebrachte Antenne zeigt die für

Satellitensysteme übliche Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum in Richtung Zenit. Jedoch beträgt das Gesamtvolumen der Antenne $80\text{ mm} \times 80\text{ mm} \times 26\text{ mm}$.

Speziell für GEO-Satellitensysteme ist in [19] eine Antenne beschrieben, die aus einem Speisernetzwerk und einem darüber liegenden parasitären Element zusammengesetzt ist, wodurch jedoch zwei Substrate benötigt werden. Der Abstand der Substrate beträgt 4 mm, wobei das untere Substrat 10 mm horizontal über einer Metallfläche positioniert ist. Auch diese Antenne weist für Automobilanwendungen ein zu großes Volumen von insgesamt etwa $79\text{ mm} \times 79\text{ mm} \times 14\text{ mm}$ auf.

Die hier erläuterten Antennen zeigen die Vielfalt von möglichen Antennenkonzepten, die speziell für SDARS-Systeme grundsätzlich Anwendung finden können. Außer den Antennenkonzepten in [16, 17], sind diese Antennen jedoch auf Grund ihres komplexen Aufbaues oder ihrer zu großen Abmessungen für Automobilanwendungen weniger geeignet.

1.4.2 Mehrbandfähige Antennen für SDARS-Systeme

In der Literatur sind neben Antennen, die nur für den Empfang von SDARS-Signalen konzipiert sind, auch Antennen beschrieben, die zusätzlich zum S-Band eine weitere Resonanzfrequenz aufweisen und dabei nur mit einem Anschluss gespeist werden.

In [20] wird hierfür eine planare Antenne in Mikrostreifentechnik für den Empfang von GPS-Signalen im L-Band herangezogen, die durch Hinzufügen eines parasitären Elementes eine zusätzliche Resonanz im S-Band erzeugt. Für beide Frequenzen ergibt sich ein Strahlungsmaximum in Richtung Zenit mit einer Nullstelle in horizontaler Richtung. Für diesen Aufbau werden zwei Substrate benötigt, wodurch sich insgesamt ein Volumen von etwa $35\text{ mm} \times 35\text{ mm} \times 7\text{ mm}$ ergibt.

In [21] wird ebenfalls eine planare Antenne in Mikrostreifentechnik für den Empfang von Satellitensignalen im S-Band herangezogen. Jedoch wird für die Erzeugung einer zweiten Resonanz im L-Band kein weiteres Substrat verwendet, sondern eine 4,4 mm breite Ringstruktur um die planare Antenne gelegt. Mit 1,1 mm dünnen Leitungen werden beide Strukturen, die beide mit nur einem Anschluss gespeist werden, miteinander verbunden.

Diese Beispiele zeigen, dass das benötigte Montagevolumen von Antennen für verschiedene Dienste durch solche Strukturen deutlich reduziert werden kann.

1.4.3 Polarisations-Diversity-Antennen für SDARS-Systeme

Polarisations-Diversity-Antennen für SDARS-Anwendungen zeichnen sich dadurch aus, dass sie sowohl zirkular polarisierte Satellitensignale als auch vertikal polarisierte terrestrische Signale empfangen können. In [22] werden Beispiele von Polarisations-Diversity-Antennen für die Anwendung im Automobilbereich erläutert, die für den Empfang von terrestrischen Signalen üblicherweise eine Monopol-Antenne beinhalten. Für den Empfang von Satellitensignalen werden häufig planare Antennen in Mikrostreifentechnik, Helix-Antennen, oder gekreuzte Dipole hinzugenommen.

Die in [17] vorgestellte zirkular polarisierte gekreuzte Rahmen-Antenne für den Empfang von Satellitensignalen kann auch mit einer vertikal polarisierten Antenne für den Empfang von terrestrischen Signalen zu einer Polarisations-Diversity-Antenne erweitert werden. Hierzu wird eine Monopol-Antenne in die Mitte über die beiden gekreuzten Rahmen montiert [23]. Die gekreuzte Rahmen-Antenne ist, bedingt durch ihre Richtcharakteristik, vorwiegend für den Empfang von Satellitensignalen konzipiert. Hingegen ist die

Monopol-Antenne für den Empfang von Signalen aus der Horizontalebene konzipiert, also für terrestrische Signale.

In [24] wird eine planare kreisförmige Antenne zusammen mit einer Monopol-Antenne für den Empfang von SDARS-Signalen vorgestellt. Die kreisförmige planare Antenne wird an zwei Speisepunkten über ein 90° -Netzwerk gespeist, um eine zirkulare Polarisierung zu erhalten. Das Verhalten dieser Polarisations-Diversity-Antenne bezüglich der Fehlanpassung und Kopplung zwischen den Antennen wird für zwei Positionen der Monopol-Antenne untersucht. Die Monopol-Antenne ist hierbei zum einen in der Mitte, zum anderen außerhalb der planaren kreisförmigen Antenne positioniert, wobei eine Entkopplung von -12 dB bzw. -17 dB erreicht wird. Diese Polarisations-Diversity-Antenne zeichnet sich – wie die in [17] vorgestellte Antenne – durch eine sehr flache Bauform aus.

In [25] werden, im Gegensatz zur planaren Antenne in Mikrostreifentechnik in [24], zwei gekreuzte Dipole als Satellitenantennen verwendet, die über ein 90° -Netzwerk zu einer zirkular polarisierten Antenne verschaltet werden. Vier symmetrisch angeordnete Monopol-Antennen, die über ein zusätzliches Speisernetzwerk verbunden sind, bilden hierbei die terrestrische Antenne. Um die Höhe einer Monopol-Antenne zu reduzieren, wird jede Monopol-Antenne spiralförmig auf ein Substrat gedruckt. Bei diesem Aufbau werden insgesamt vier Substrate benötigt, die sternförmig aufgebaut die Polarisations-Diversity-Antenne bilden. Dadurch ergibt sich insgesamt eine komplexe und schwer zu fertigende Struktur.

Eine Helix-Antenne weist – vorausgesetzt sie wird im sogenannten *axial mode* betrieben – wie eine planare Antenne eine Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum in Richtung Zenit auf. In [26, 27] wird eine Helix-Antenne zusätzlich mit einer Monopol-Antenne erweitert, wobei die Monopol-Antenne in der Mitte der Helix-Antenne integriert wird. Mit diesen Polarisations-Diversity-Antennen kann so je nach Empfangssituation zwischen einer zirkular polarisierten Helix-Antenne und einer vertikal polarisierten Monopol-Antenne umgeschaltet werden. Diese stabförmigen Antennenkombinationen sind zwar extrem schlank, dafür muss jedoch eine Höhe von etwa 16,5 cm in Kauf genommen werden.

In [28] werden zwei Helix-Antennen mit einem Radius von 7 mm bzw. 22 mm für den Satellitenempfang im S-Band beschrieben. Die eine weist eine rechts-zirkulare Polarisation – Right-Hand Circularly Polarized (RHCP) – und die andere eine links-zirkulare Polarisation – Left-Hand Circularly Polarized (LHCP) – auf. Durch einen kleineren Radius kann eine Helix-Antenne im Zentrum der anderen positioniert werden. Die Höhe der äußeren Helix-Antenne beträgt 30 mm, die der inneren Helix 90 mm. Bei diesen angegebenen Abmessungen ist das Speisernetzwerk noch nicht berücksichtigt. Mit dieser Antenne ist grundsätzlich Polarisations-Diversity zwischen LHCP- und RHCP-Satellitensignalen möglich, jedoch kann diese Antenne auf Grund ihrer Höhe nicht unter eine Schutzhaube integriert werden.

1.5 Problemstellung

Trotz der zusätzlich in Ballungszentren installierten terrestrischen Sendestationen und der angewendeten Diversity-Techniken können weitere Empfangsstörungen in bestimmten Szenarien auftreten. Der störungsfreie Empfang von Satellitensignalen wird durch das von vornherein geringe SNR bei mobilem Empfang wie in einem Auto oder in einem Zug vor allem bei fehlender Sichtverbindung erschwert. Bei Mehrwegeempfang, der in Häuserschluchten oder bei einer Fahrt unter Bäumen mit dichtem Blätterwerk verstärkt

auftritt, können sich die Signale an den Empfangsantennen destruktiv überlagern. Durch Reflexionen an Mauern oder an Blättern und Ästen treffen Signale auf Grund der Umwege zu unterschiedlichen Zeiten bzw. mit unterschiedlichen Phasen dort ein. Zwei Signale mit gleicher Amplitude, jedoch mit einem Phasenunterschied von 180° , löschen sich folglich aus, sodass die dadurch entstehenden Signaleinbrüche Audio- bzw. Videoausfälle nach sich ziehen. Wie erwähnt, können diese Effekte in Ballungsgebieten auf Grund der zusätzlich installierten terrestrischen Sender reduziert werden. In ländlichen Gebieten stehen diese Sender jedoch aus ökonomischen Gesichtspunkten nicht zur Verfügung.

Abbildung 1.2(a) zeigt die angesprochenen Signaleinbrüche bei Mehrwegeempfang im Zeitbereich. Die zwei dargestellten Satellitensignale wurden in diesem Beispiel während einer Messfahrt unter Bäumen mit dichtem Blätterwerk bei einer Fahrgeschwindigkeit von $40 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ und bei einem Elevationswinkel zwischen Satellit und Empfänger von $\Theta = 35^\circ$ bzw. $\Theta = 65^\circ$ in einem ländlichen Gebiet aufgezeichnet [29]. Beide Signale haben jeweils eine Bandbreite von 4 MHz, die in diesem Fall von zwei HEO-Satelliten gesendet wurden. In

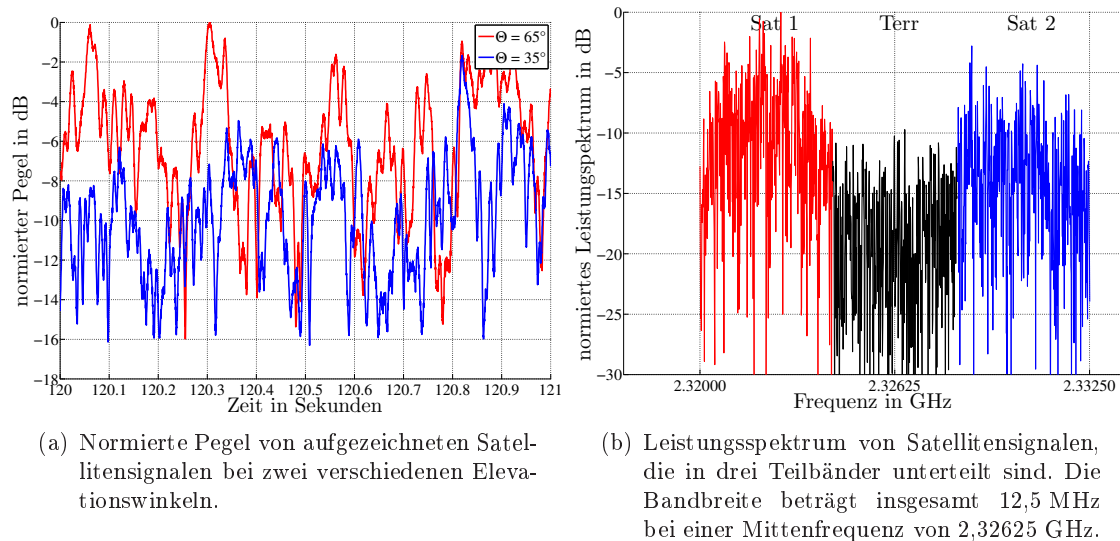


Abbildung 1.2: Aufgezeichnete Satellitensignale dargestellt im Zeit- und Frequenzbereich.

Abbildung 1.2(a) sind deutlich starke Signaleinbrüche auf Grund des Mehrwegeempfangs sowohl bei einem niedrigen als auch bei einem hohen Elevationswinkel zu erkennen. Ähnliche Pegelverläufe sind auch bei GEO-Satelliten festzustellen. Neben diesem sogenannten zeit-selektiven Schwund tritt ebenfalls ein frequenz-selektiver Schwund auf, der in Abbildung 1.2(b) im Frequenzbereich dargestellt ist. Deutliche Leistungseinbrüche sind in den jeweiligen Frequenzbändern erkennbar. Die beiden äußeren Frequenzbänder unterscheiden sich deutlich in ihrer mittleren Leistung gegenüber dem terrestrischen Frequenzband, das zwischen den beiden Satellitenbändern bei einer Mittenfrequenz von 2,32625 GHz liegt. Das Beispiel zeigt, dass auf Grund des niedrigen Signalpegels keine Audiodaten im terrestrischen Frequenzband detektiert werden können.

1.6 Antennen-Diversity am Empfänger für SDARS-Systeme

Ein sogenanntes Antennen-Diversity-System am Empfänger, das aus mehr als einer für den Empfang von Satellitensignalen optimierten Antenne besteht, kann maßgeblich zur Empfangsverbesserung bei Mehrwegeempfang beitragen. Die ortsabhängigen Pegelrückgänge können durch ein solches Antennenkonzept zum Beispiel durch einfaches Umschalten von einer zur anderen Antenne verhindert werden [7]. In der Literatur sind für solche Diversity-Konzepte benötigten Antennen wenige Beispiele zu finden, vor allem unter Berücksichtigung einer kompakten Antennenanordnung für den Empfang von Satellitensignalen und deren Anbringung auf einem Fahrzeugdach.

In [30] werden Untersuchungen mit dislozierten Antennen für den Empfang von *XM Satellite Radio* vorgenommen. Die Antennen sind dabei unter anderem in den Seitenspiegeln eines Fahrzeuges montiert. Durch diese Montageposition weisen die Antennen eine Hauptstrahlrichtung in verschiedene Raumrichtungen auf, wodurch dieses Antennenkonzept vorzugsweise bei langsamen Schwund eine Verbesserung hervorrufen kann. Zwar sind die Antennen bei einer Montage in den Seitenspiegeln nicht sichtbar, jedoch muss von jeder Antenne ein Kabel zum Empfänger verlegt werden. Die dafür anfallenden Kosten für Material und Fertigung sind entsprechend hoch.

In [31] ist eine Antennengruppe aus sechs dreieckigen planaren Antennen vorgestellt, die über Zu- und Abschalten bestimmter Antennenelemente über insgesamt drei alternative Richtcharakteristiken verfügen. Die Strahlungsmaxima sind jeweils 120° zueinander versetzt. Im Gegensatz zu [30] wird diese Antennengruppe auf einem Fahrzeugdach montiert. Mit diesem Antennensystem sind Empfangstests mit GEO-Satellitensignalen im S-Band vor allem in städtischen Gebieten durchgeführt worden. Zwar weist die Antennenapertur eine niedrige Antennenhöhe von nur 7,2 mm auf, jedoch ist dieses Konzept für eine Integration mit Antennen anderer Dienste auf Grund des Aperturdurchmessers von 160 mm nicht geeignet.

In [32] wird gezeigt, dass eine Empfangsverbesserung mit identischen Satellitenantennen erreicht werden kann, wobei der Abstand der verwendeten planaren Antennen in Mikrostreifentechnik weniger als eine Wellenlänge beträgt. Im Gegensatz zu [30] ist das System so konzipiert, dass die Antennen zusammen mit Verstärkern, Filtern, Integrierern, Schaltern und Phasenstellgliedern in einem Antennen-Diversity-Modul integriert werden können, wodurch nur ein Kabel vom Antennen-Diversity-Modul zum Empfänger benötigt wird. Die Integration unter einer Schutzhaube von zwei identischen Satellitenantennen in Mikrostreifentechnik ist bedingt durch das begrenzte Volumen und die Anwesenheit von Antennen für andere Dienste nur sehr schwer realisierbar.

Wünschenswert ist eine Mehr-Antennen-Diversity-Kombination für digitales Satellitenradio, bei dem die Antennen nicht räumlich voneinander getrennt sind und vom Antennen-Diversity-Modul nur ein Kabel zum Empfänger benötigt wird. Außerdem soll der für die Diversity-Antennen benötigte Bauraum möglichst dem einer Satellitenantenne entsprechen. Die Schwierigkeit hierbei ist die zu berücksichtigende Kopplung der Antennen, die bekannterweise bei geringer werdendem Abstand zunimmt.

1.7 Zielsetzung und Gliederung der Arbeit

Im Folgenden werden Antennenkombinationen für ein Antennen-Diversity-System betrachtet und untersucht, die für den mobilen Empfang von Satellitensignalen im S-Band kon-

zipiert wurden. Dabei werden verschiedene Antennentypen betrachtet, so dass sich durch Verschaltung der Antennen mit entsprechend gewählter Phase eine schwenkbare Richtcharakteristik erzielen lässt, die ihr Strahlungsmaximum in die Richtung aufweist, die der Haupteinfallrichtung von Satellitensignalen entspricht. Ziel einer Antennen-Diversity-Kombination soll zudem sein, dass die Antennen unter einer im Automobilbereich typischen Schutzhaube montiert werden können. Des Weiteren werden Antennenkombinationen betrachtet, die an gleicher Stelle montiert werden können, so dass sie bezüglich der zum Zenit gerichteten z-Achse das gleiche Phasenzentrum aufweisen. Diese Antennenkombinationen benötigen somit nur eine Montagefläche, wie sie für eine Satellitenantenne im S-Band typisch ist.

Die nachstehenden Punkte geben die wesentlichen Anforderungen an Satellitenantennen für Antennen-Diversity-Kombinationen wieder:

- Bandbreite von mindestens 12,5 MHz
- Reflexionsdämpfung bzgl. $50\ \Omega$ besser als $-10\ \text{dB}$
- optimierte Richtcharakteristik für den Empfang von GEO- und/oder HEOSatellitensignalen sowie von Signalen terrestrischer Sendestationen
- Kreuzpolarisationsverhältnis besser als $10\ \text{dB}$
- hoher Antennengewinn bei optimierter Richtcharakteristik
- symmetrische und gleichförmige Richtcharakteristik
- geringe Kopplung zwischen den Antennen
- geringe Antennenverluste bzw. hoher Antennenwirkungsgrad
- einfacher Aufbau und kleine Bauform

Die vorliegende Arbeit ist folgendermaßen gegliedert.

Kapitel 2 behandelt in Kürze ein SDARS-Satellitenübertragungssystem, wobei die für ein optimiertes SNR relevanten Komponenten erläutert werden. Außerdem werden die Prinzipien eines 2-Antennen-Diversity-Systems und eines 3-Antennen-Diversity-Systems erklärt und die sich daraus ergebenden Vorteile erörtert.

In Kapitel 3 wird eine neuartige, fest verschaltete Schlitz-Dipol-Antenne betrachtet, die mit einer gekreuzten Rahmen-Antenne kombiniert wird und zusammen eine 2-Antennen-Diversity-Kombination darstellt. Hierbei handelt es sich um zwei Satellitenantennen, die in einem Abstand von 9 cm zueinander stehen. Sie weisen so zwar nicht das gleiche Phasenzentrum auf, jedoch können sie auf Grund der sehr schmalen Bauform der Schlitz-Dipol-Antenne zusammen unter einer Schutzhaube integriert werden. Die Audio-Verfügbarkeit wird in einem Mehrwegeszenario bei einem niedrigen und einem hohen Elevationswinkel untersucht und die Ergebnisse dargestellt.

Kapitel 4 behandelt 2-Antennen-Diversity-Kombinationen mit verschiedenen Antennentypen. Zum einen wird eine planare Antenne mit einer Monopol-Antenne kombiniert, die für Polarisations-Diversity eine übliche Kombination darstellt. Jedoch wird hier der Fokus auf die sich ergebende schwenkbare Richtcharakteristik gelegt, wodurch sich gerade für einen extrem niedrigen Elevationswinkel von Satellitensignalen eine Verbesserung erzielen lässt. Zum anderen wird die Kombination der planaren Antenne mit einer speziell für

GEO-Satellitensysteme geeigneten Ring-Antenne – einer sogenannten GEO-Ring-Antenne – untersucht. Beide Antennenkombinationen weisen ein gemeinsames Phasenzentrum auf, wodurch von einer Kombination an einer Position gesprochen werden kann. Der Einfluss der Antennen auf die Richtcharakteristik sowie die Kopplung der Antennen stehen bei dieser Untersuchung im Vordergrund.

In Kapitel 5 werden die in Kapitel 4 untersuchten 2-Antennen-Diversity-Kombinationen zu einer 3-Antennen-Diversity-Kombination zusammengefasst, die sich dann sowohl für ein GEO-Satellitensystem als auch für ein HEO-Satellitensystem jeweils mit terrestrischen Sendestationen eignet. Die in Kapitel 4 verwendete planare Antenne wird hierbei durch eine Ring-Antenne – eine sogenannte HEO-Ring-Antenne – ersetzt, die vor allem für HEO-Satellitensysteme eine optimierte Richtcharakteristik aufweist. In einem Mehrwegeszenario wird die Kombination einer GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne bezüglich der Audio-Verfügbarkeit einem Empfangstest unterzogen.

In Kapitel 6 wird ein spezieller dreidimensionaler Kunststoffkörper vorgestellt, auf dem die Metallstrukturen der komplexen 3-Antennen-Diversity-Kombination aus Kapitel 5 mit Hilfe der sogenannten MID-Technologie – Molded Interconnect Devices (MID) – industriell und kostengünstig hergestellt werden können. Simulations- und Messergebnisse zur HEO-Ring-Antenne, zur GEO-Ring-Antenne und zu einer Monopol-Antenne werden in diesem Kapitel gegenübergestellt.

Kapitel 7 schließt diese Arbeit mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick.

2 Satellitenübertragungsstrecke

2.1 Signalrauschverhältnis am Empfänger

Abbildung 2.1 zeigt ein Empfangsszenario mit Mehrwegepfaden zwischen zwei Satelliten und einem mobilen Empfänger, wie sie bei einer Fahrt in bebauten oder bewaldeten Gebieten typischerweise auftreten können. P_s bezeichnet hierbei die Sendeleistung des Satelliten,

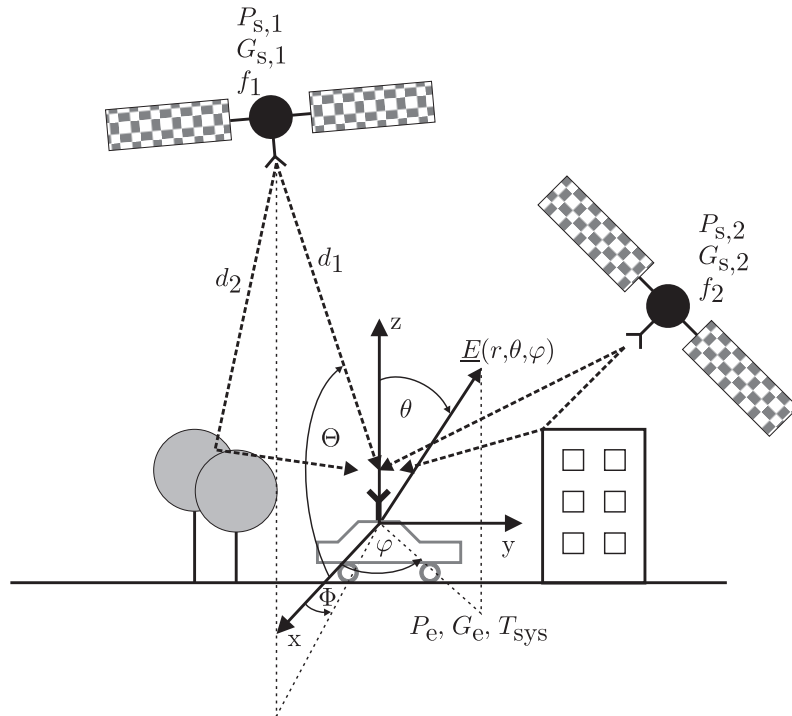


Abbildung 2.1: Übertragungsstrecke zwischen zwei Satelliten und einem mobilen Empfänger.

P_e die Empfangsleistung, G_s den Gewinn der Sendeantenne, G_e den Gewinn der Empfangsantenne, T_{sys} die Systemrauschtemperatur, d die Länge eines Signalpfades zwischen Satellit und Empfänger und f die Frequenz. Mit r , θ und φ wird der Punkt angegeben, an dem die Feldstärke \underline{E} vorherrscht. Der Empfänger bzw. die Antenne befinden sich im Ursprung des Koordinatensystems x-y-z. Der Elevationswinkel θ zur Beschreibung der Richtcharakteristik ist von der z-Achse zur x-y-Ebene definiert. Der Azimutwinkel φ ist von der x-Achse in Richtung y-Achse definiert.

Die Position eines Satelliten bezüglich des Empfängers bzw. der Antenne wird mit dem Elevationswinkel Θ und dem Azimutwinkel Φ angegeben. Der Elevationswinkel Θ zwischen Antenne und Satellit wird üblicherweise von der x-y-Ebene zur Verbindungsgeraden und der Azimutwinkel Φ von der x-Achse in Richtung y-Achse angegeben.

Die Empfangsleistung bei Polarisationsanpassung und optimaler Ausrichtung von Sende- und Empfangsantenne sowie direkter Sichtverbindung zwischen Satellit und

Empfänger errechnet sich bekannterweise mit Gleichung (2.1).

$$P_e = P_s G_{s,\theta,\varphi}(\theta, \varphi) G_{e,\theta,\varphi}(\theta, \varphi) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.1)$$

wobei der richtungs- und polarisationsabhängige Gewinn $G_{\theta,\varphi}(\theta, \varphi)$ mit Gleichung (2.2) gegeben ist.

$$G_{\theta,\varphi}(\theta, \varphi) = |\underline{C}_{\theta,\varphi}(\theta, \varphi)|^2 G \quad (2.2)$$

Hierbei ist $\underline{C}_{\theta,\varphi}(\theta, \varphi)$ die richtungs- und polarisationsabhängige Richtcharakteristik und G der Gewinn der Sende- bzw. Empfangsantenne, der sich aus der maximalen Feldstärkeamplitude ergibt [33].

Bei einem Übertragungssystem zwischen einem Satelliten und einem mobilen Empfänger wird eine zirkulare Polarisation auf Grund der beliebigen Ausrichtung der Sende- und Empfangsantennen zueinander herangezogen. Für eine terrestrische Übertragungsstrecke ist eine lineare Polarisation ausreichend. Die Polarisation beschreibt hierbei den räumlichen und zeitlichen Verlauf des elektrischen Feldvektors, dessen Extremwert sich elliptisch, zirkular (links-zirkular oder rechts-zirkular) oder linear (horizontal oder vertikal) ausbreiten kann [34].

In der Realität kann bei einem Empfang von Satellitensignalen in einem Fahrzeug nicht von einer optimalen Ausrichtung der Antennen mit einer idealen Polarisationsanpassung ausgegangen werden. Außerdem trifft bei Fahrten in Häuserschluchten oder in bewaldeten Gebieten mehr als ein Signal am Empfänger ein, wodurch Signaleinbrüche – wie in Abbildung 1.2 dargestellt – entstehen. Die Empfangsleistung bei Mehrwegeempfang ergibt sich somit aus der Summe aller Empfangsleistungen jedes Ausbreitungspfades i mit Gleichung (2.3).

$$P_e = P_s G_s G_e \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \sum_{i=1}^N \begin{pmatrix} \underline{C}_{e,\theta}(\theta, \varphi) \\ \underline{C}_{e,\varphi}(\theta, \varphi) \end{pmatrix}^T \begin{bmatrix} \underline{T}_{i,\theta\theta} & \underline{T}_{i,\theta\varphi} \\ \underline{T}_{i,\varphi\theta} & \underline{T}_{i,\varphi\varphi} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \underline{C}_{s,\theta}(\theta, \varphi) \\ \underline{C}_{s,\varphi}(\theta, \varphi) \end{pmatrix} \right|^2 \quad (2.3)$$

Die Transfermatrix \mathbf{T} beschreibt hierbei den polarisationsabhängigen Zusammenhang eines Ausbreitungspfades zwischen der Sende- und Empfangsantenne zum Beispiel bei Freiraumausbreitung oder bei einem Streuprozess wie Reflexion, Beugung oder Streuung. Bei Freiraumausbreitung und Polarisationsanpassung der Antennen ergibt sich die Transfermatrix \mathbf{T} zu

$$\mathbf{T}_{\text{Freiraum}} = \frac{e^{-j\beta d}}{d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Die Empfangsleistung ist jedoch nicht nur ausschlaggebend für die Empfangsqualität eines Übertragungssystems. Vielmehr ist das SNR am Empfänger – das Verhältnis der Empfangsleistung P_e zur Rauschleistung N – für die Empfangsqualität entscheidend, welches sich innerhalb einer Bandbreite B in Abhängigkeit der Systemrauschtemperatur T_{sys} und der Boltzmann-Konstante k zu

$$\text{SNR} = \frac{P_e}{N} = \frac{P_e}{k T_{\text{sys}} B} \quad (2.5)$$

berechnet. Die Systemrauschtemperatur berechnet sich nach [35] mit Gleichung (2.6).

$$T_{\text{sys}} = T_{\text{A}} + T_{\text{AP}} \left(\frac{1}{\eta_{\text{A}}} - 1 \right) + T_{\text{LP}} \left(\frac{1}{\eta_{\text{L}}} - 1 \right) + T_{\text{V}} \frac{1}{\eta_{\text{L}}} \quad (2.6)$$

T_{A} bezeichnet die Antennenrauschtemperatur, T_{AP} die physikalische Antennentemperatur, T_{LP} die physikalische Leitungstemperatur und T_{V} die Verstärkerrauschtemperatur. Der Wirkungsgrad der Antenne wird mit η_{A} und der Wirkungsgrad der Leitung mit η_{L} angegeben.

Gleichung (2.5) zeigt, dass ein hohes SNR zum einen durch eine hohe Empfangsleistung und zum anderen durch eine niedrige Systemrauschtemperatur erreicht wird.

Nach Gleichung (2.6) kann eine niedrige Systemrauschtemperatur durch eine geringe Antennenrauschtemperatur erreicht werden. Ein guter Antennenwirkungsgrad, der idealerweise $\eta_{\text{A}} = 1$ beträgt, trägt ebenfalls zu einer niedrigen Systemrauschtemperatur bei. Der Antennenwirkungsgrad beeinflusst neben der Systemrauschtemperatur zusätzlich die Empfangsleistung. Gleichung (2.7) stellt den Zusammenhang zwischen dem Richtfaktor D und dem Gewinn G über den Wirkungsgrad η_{A} der Antenne her.

$$G_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi) = \eta_{\text{A}} D_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi) \quad (2.7)$$

Bei Betrachtung des Richtfaktors einer Antenne werden somit die Verluste nicht berücksichtigt. Der Gewinn einer Antenne entspricht idealerweise dem Richtfaktor, jedoch ist der Gewinn auf Grund von ohmschen und dielektrischen Verlusten stets kleiner.

Durch eine möglichst kurze Zuleitung zwischen der Antenne und einem rauscharmen Verstärker wird ebenfalls die Systemrauschtemperatur minimiert, da so die Verluste der Zuleitung reduziert werden. Außerdem sollte bekannterweise vor allem der erste Verstärker eine möglichst geringe Rauschtemperatur aufweisen, da bei einer Kettenschaltung von Verstärkern das erste Glied maßgeblich die Verstärkerrauschtemperatur bestimmt.

Nach Gleichung (2.3) lässt sich eine hohe Empfangsleistung hingegen durch eine hohe Sendeleistung und einen hohen Gewinn der Sendeantenne erzielen. Meist werden zwar Parabol-Antennen verwendet, die eine extrem schmale Halbwertsbreite und somit einen hohen Gewinn aufweisen. Bedingt durch die begrenzte Anzahl an Solarmodulen kann jedoch die Sendeleistung nicht beliebig groß gewählt werden. Die Maßnahmen zur Erhöhung der Empfangsleistung, die auf der Sendeseite getroffen werden können, sind somit vollständig ausgeschöpft. Zum Beispiel ergibt sich ausgehend von einer Sendeleistung von $P_{\text{s}} = 4 \text{ kW}$ und einem Gewinn der Sendeantenne von $G_{\text{s}} = 27,2 \text{ dBic}$ – vergleiche [2] – und unter Annahme eines Gewinns der Empfangsantenne von $G_{\text{e}} = 0 \text{ dBic}$ am Empfänger ein SNR von etwa 10 dB. Bei dieser Berechnung wurde von einer direkten Sichtverbindung zwischen Satellit und Empfänger mit einer Entfernung von 45000 km und optimaler Ausrichtung der Antennen mit Polarisationsanpassung ausgegangen, wobei eine Frequenz von 2,326 GHz, eine Bandbreite von $B = 4 \text{ MHz}$ und eine Systemrauschtemperatur von $T_{\text{sys}} = 200 \text{ K}$ angenommen wurde. Ein SNR von 10 dB ist ausreichend, um die Satellitensignale detektieren zu können. Bei einer fehlenden Sichtverbindung bzw. bei Mehrwegeempfang reduziert sich das SNR jedoch drastisch, da – wie an Beispielen gezeigt wird – Signaleinbrüche von mehr als 15 dB auftreten können.

Auf der Empfängerseite kann jedoch gerade mit einer optimierten Empfangsantenne das SNR zusätzlich verbessert werden, indem die Antenne ein Strahlungsmaximum der

Richtcharakteristik mit hohem Gewinn genau in die Richtung aufweist, die der Haupteinfallrichtung der Satellitensignalen entspricht. Zwar treffen bei Mehrwegeempfang die Signale aus mehreren Richtungen am Empfänger ein, jedoch kann vor allem in bewaldeten Gebieten davon ausgegangen werden, dass die Haupteinfallrichtung der Satellitensignale der direkten Sichtverbindung entspricht.

2.2 Typische Elevationswinkel für SDARS-Systeme

Abbildung 2.2(a) zeigt die Bodenpfade der Satelliten des nordamerikanischen SDARS-Systems *Sirius Satellite Radio*, wobei ein Punkt die Position eines HEO-Satelliten darstellt. Bei GEO-Satellitensystemen ergeben sich auf Grund der gleichen Winkelgeschwindigkeit der Erde und der Satelliten keine Bodenpfade. Die beiden Punkte auf dem Äquator in Abbildung 2.2(a) zeigen die Satellitenpositionen der GEO-Satelliten von *XM Satellite Radio*. Abbildung 2.2(b) zeigt die Bodenpfade von drei HEO-Satelliten, wie sie sich voraussicht-

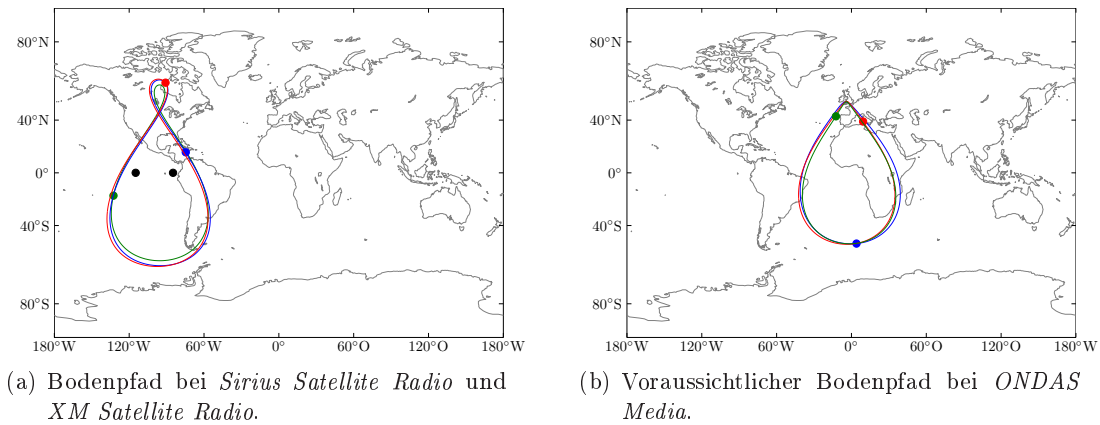


Abbildung 2.2: Bodenpfade und Satellitenaufpunkte bei SDARS-Systemen in Nordamerika und Europa.

lich bei dem europäischen Satellitensystem *ONDAS Media* ergeben werden. Der Bodenpfad eines HEO-Satelliten beider SDARS-Systeme wird innerhalb eines Tages überflogen, wodurch sich auch im Fall eines stationären Empfängers ein positions- bzw. tageszeitabhängiger Elevationswinkel Θ und Azimutwinkel Φ ergibt. Bei einem GEO-Satellitensystem kann der Elevationswinkel als konstant betrachtet werden. Abbildung 2.3(a) zeigt typische Elevationswinkel während einer Beobachtungszeit von 24 Stunden zwischen einem stationären Empfänger in New York City und den Satelliten der nordamerikanischen SDARS-Systeme. Der Elevationswinkel Θ wird üblicherweise von der Horizontalebene des Empfängers und der Verbindungslinie zwischen Empfänger und Satellit angegeben, hingegen der Azimutwinkel Φ von nördlicher Richtung im Uhrzeigersinn zur Verbindungslinie zwischen Empfänger und Position des Satelliten auf dem Bodenpfad. In dem Beispiel in Abbildung 2.3(a) variiert der Elevationswinkel bei dem HEO-Satellitensystem (*Sirius Satellite Radio*) zwischen $\Theta = 0^\circ$ und $\Theta = 75^\circ$. Die Elevationswinkel bei dem GEO-Satellitensystem (*XM Satellite Radio*) sind konstant und betragen in diesem Beispiel $\Theta = 28^\circ$ bzw. $\Theta = 42^\circ$. Obwohl sich beide GEO-Satelliten auf einer geostationären Umlaufbahn befinden, ergeben sich unterschiedliche Elevationswinkel. Die für *XM Satellite Radio* in Betrieb genomme-

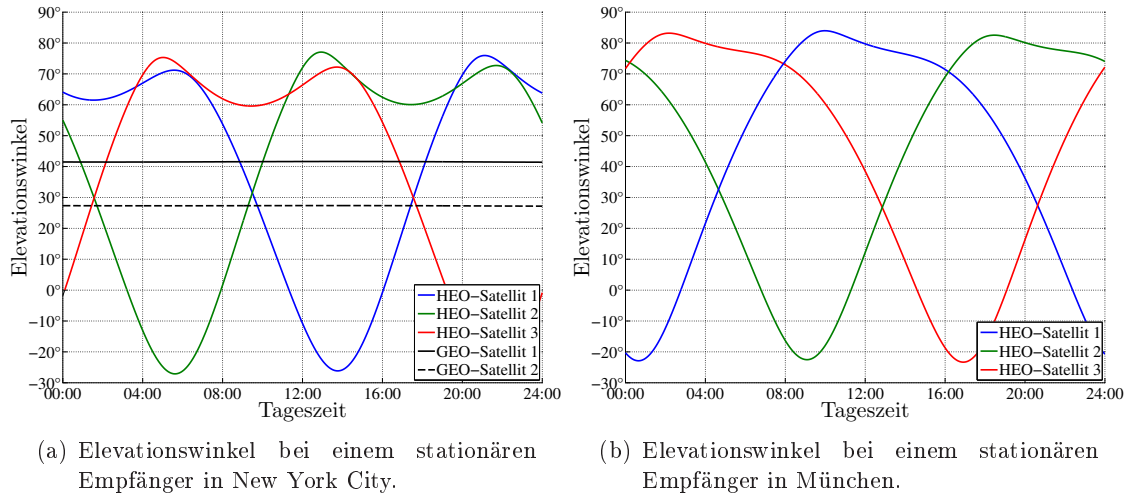


Abbildung 2.3: Elevationswinkel bei GEO- und HEO-Satellitensystemen innerhalb eines Zeitraums von 24 Stunden.

nen Satelliten sind bei 85° bzw. 115° westlicher Länge positioniert, wie Abbildung 2.2(a) verdeutlicht. In Abbildung 2.3(b) sind die Elevationswinkel der drei HEO-Satelliten für eine Empfängerposition in München dargestellt, mit denen *ONDAS Media* voraussichtlich sein europäisches SDARS-System betreiben wird [5]. Während eines Zeitraumes von mehr als 10 Stunden kann in dem Beispiel in Abbildung 2.3(b) mit nur einem HEO-Satelliten ein Elevationswinkel von über 60° erzielt werden. Abbildung 2.3 zeigt außerdem, dass im Vergleich zu einem GEO-Satellitensystem in der Regel mit einem HEO-Satellitensystem sehr viel höhere Elevationswinkel erreicht werden können, wenn hierfür mehr als ein HEO-Satellit zur Verfügung steht. Eine Gegenüberstellung der sich ergebenden Elevationswinkel bei verschiedenen Empfängerpositionen ist in Tabelle 2.1 dargestellt. Die Tabelle 2.1 zeigt für den Nordosten (Quebec), Südosten (Miami), Südwesten (San Diego) und Nordwesten (Vancouver) von Nordamerika den höchsten Elevationswinkel zwischen einem stationären Empfänger und einem HEO-Satellit bzw. GEO-Satellit. Tabelle 2.1 verdeutlicht,

Elevationswinkel	Quebec	Miami	San Diego	Vancouver
GEO-Satellitensystem	$22^\circ/35^\circ$	$42^\circ/59^\circ$	$52^\circ/38^\circ$	$34^\circ/24^\circ$
HEO-Satellitensystem	74°	90°	80°	75°

Tabelle 2.1: Elevationwinkel bei verschiedenen Positionen eines stationären Empfängers.

dass auch bei verschiedenen Empfängerpositionen mit einem HEO-Satellitensystem ein weitaus höherer Elevationswinkel als mit einem GEO-Satellitensystem erzielt wird. Für die Empfangsleistung ist ein hoher Elevationswinkel von Vorteil, da Abschattungseffekte in Häuserschluchten sehr viel besser vermieden werden können. In bewaldeten Gebieten ist die Vegetationsdämpfung bei einem hohen Elevationswinkel geringer, da die Signale einen kürzeren Weg durch die Vegetation zurücklegen als bei einem niedrigen Elevationswinkel.

Die Empfangsleistung ist auch – wie Gleichung (2.3) zeigt – von der Freiraumdämpfung abhängig, die wiederum von der momentanen Position des Satelliten abhängt. In einem HEO-Satellitensystem ist bei einem niedrigen Elevationswinkel auf Grund der Or-

bitparameter (Inklinationswinkel, Exzentrizität etc.) der Abstand zwischen Satellit und Empfänger deutlich geringer als bei einem hohen Elevationswinkel. Der Unterschied beträgt am Beispiel von *Sirius Satellite Radio* und einem stationären Empfänger in New York City etwa 10480 km, wodurch sich bei 2,326 GHz eine um etwa 2,2 dB geringere Freiraumdämpfung unter Voraussetzung von Polarisationsanpassung und optimaler Ausrichtung der Antennen ergibt. Abbildung 1.2(a) zeigt jedoch einen im Mittel geringeren Signalpegel bei einem niedrigen Elevationswinkel von $\Theta = 35^\circ$. Wie bereits angesprochen wurde, lässt sich dies damit erklären, dass die Signale bei einem solchen Elevationswinkel eine sehr viel höhere Vegetationsdämpfung in einem bewaldeten Gebiet erfahren als bei hohen Elevationswinkeln. Ein weiterer Grund für den deutlich niedrigeren Signalpegel trotz geringerer Freiraumdämpfung hängt mit der Richtcharakteristik und dem Gewinn der Empfangsantenne zusammen. In dem Beispiel in Abbildung 1.2(a) beträgt der durchschnittliche Unterschied zwischen dem Gewinn bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 35^\circ$ und dem Gewinn bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ etwa 3 dB.

Wie Tabelle 2.1 zeigt, liegt bei einem GEO-Satellitensystem von vornherein ein niedriger Elevationswinkel vor. Ähnliche Elevationswinkel ergeben sich auch für Empfängerpositionen in Europa bei einem GEO-Satellitensystem wie zum Beispiel *Worldspace Satellite Radio*. Somit ist gerade für GEO-Satellitensysteme auf Grund der höheren Vegetationsdämpfung eine optimierte Richtcharakteristik für niedrige Elevationswinkel nötig.

Die in Abbildung 1.1 dargestellten Satellitenantennen berücksichtigen diesen Aspekt jedoch kaum.

2.3 Antennen-Diversity-System

In Abbildung 2.4 ist das Schaltbild eines Antennen-Diversity-Systems für zwei Antennen prinzipiell dargestellt. Die Antennen sind jeweils an einen rauscharmen Verstärker ange-

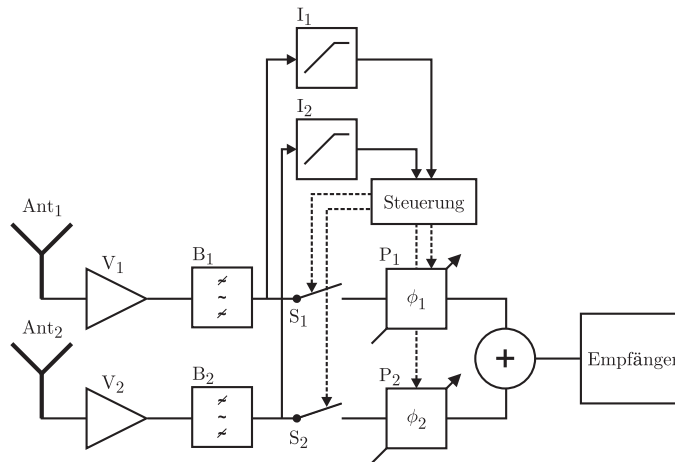


Abbildung 2.4: 2-Antennen-Diversity-Modul mit zwei Antennen und einem Empfänger.

schlossen, dem ein Bandfilter zur Unterdrückung von unerwünschten Signalanteilen folgt. Jeder Empfangspfad enthält unmittelbar nach dem Bandfilter einen Schalter zum Zu- bzw. Abschalten eines Empfangspfades sowie ein Phasenstellglied. Beide Empfangspfade können somit bei geschlossenen Schaltern und mit entsprechenden Phasen kombiniert werden. Mittels Integration wird für jeden Antennenpfad die mittlere Signalamplitude über einen

kurzen Zeitraum bestimmt und dieser Wert an eine Steuerung übergeben. Nach einem bestimmten Algorithmus kann mit Hilfe der Signalamplituden und mit Hilfe von verschiedenen Phasenstellungen die relative Phase der Antennenpfade zueinander bestimmt werden. Die Steuerung stellt die Phasenstellglieder anschließend in Abhängigkeit der ermittelten relativen Phasen so ein, dass eine Gleichphasung der Antennenpfade vorliegt. Das im Fernfeld resultierende elektrische Feld berechnet sich unter Annahme von verlustlosen und phasengleichen Bauelementen sowie von geschlossenen Schaltern mit Gleichung (2.8).

$$\begin{aligned}\vec{E}_{\text{Div},2}(r, \theta, \varphi) &= \frac{e^{j\phi_1}}{\sqrt{2}} \vec{E}_{\text{Ant}_1}(r, \theta, \varphi) + \frac{e^{j\phi_2} \cdot e^{j\beta d_{21}}}{\sqrt{2}} \vec{E}_{\text{Ant}_2}(r, \theta, \varphi) \\ &= \frac{e^{j\phi_1}}{\sqrt{2}} \left(\vec{E}_{\theta, \text{Ant}_1}(r, \theta, \varphi) + \vec{E}_{\varphi, \text{Ant}_1}(r, \theta, \varphi) \right) + \\ &\quad + \frac{e^{j\phi_2} \cdot e^{j\beta d_{21}}}{\sqrt{2}} \left(\vec{E}_{\theta, \text{Ant}_2}(r, \theta, \varphi) + \vec{E}_{\varphi, \text{Ant}_2}(r, \theta, \varphi) \right)\end{aligned}\quad (2.8)$$

Bei dieser Darstellung befindet sich Antenne Ant₁ im Koordinatenursprung. Der Abstand von Antenne Ant₂ zu Antenne Ant₁ beträgt dabei d_{21} . Die Phase des i -ten Stellgliedes wird mit ϕ_i und der Beobachtungspunkt des elektrischen Feldes mit r , φ und θ angegeben. Bei gleicher Amplitude und Phase der elektrischen Felder an einem Punkt kann mit diesem 2-Antennen-Diversity-System eine um 3 dB höhere Signalleistung als mit einem Ein-Antennen-System empfangen werden, wobei nur ein Kabel vom Antennen-Diversity-Modul zu einem Empfänger nötig ist. Die Gleichphasung und das Zusammenschalten beider Antennenpfade resultiert somit in einer geschwenkten Richtcharakteristik mit erhöhtem Gewinn in beliebige Raumrichtungen.

Wird ein Antennenpfad abgeschaltet, ist zwar die Signalleistung am Ausgang des 2-Signal-Addierers um 3 dB niedriger im Vergleich zu einem Ein-Antennen-System. In einem solchen Fall ist aber das SNR beider Systeme identisch, da – wie Gleichung (2.6) zeigt – ein unmittelbar an die Antenne angeschlossener rauscharmer Verstärker im Wesentlichen die Systemrauschtemperatur und somit das SNR bestimmt. Die Möglichkeit, eine Antenne abzuschalten ist vor allem dann von Vorteil, wenn eine hohe Antennenrauschtemperatur T_A vorliegt, wodurch die Systemrauschtemperatur folglich ebenfalls ansteigt. In einem solchen Fall kann das SNR trotz Zusammenschalten von zwei Antennen niedriger sein, als es sonst bei Verwendung von nur einer Antenne wäre.

Abbildung 2.5 zeigt das vereinfachte Schaltbild eines Antennen-Diversity-Systems mit drei Antennen, das sich aus einem 2-Antennen-Diversity-System und einem zusätzlichen Empfangspfad mit Verstärker, Schalter, Integrierer und Phasenstellglied zusammensetzt, wobei der 2-Signal-Addierer zudem durch einen 3-Signal-Addierer ersetzt wird. Einzelne Empfangspfade können wie beim 2-Antennen-Diversity-System zu- bzw. abgeschaltet werden. Das elektrische Feld im Fernfeld berechnet sich somit bei Verwendung aller drei Antennen mit Gleichung (2.9).

$$\begin{aligned}\vec{E}_{\text{Div},3}(r, \theta, \varphi) &= \frac{e^{j\phi_1}}{\sqrt{3}} \vec{E}_{\text{Ant}_1}(r, \theta, \varphi) + \frac{e^{j\phi_2} \cdot e^{j\beta d_{21}}}{\sqrt{3}} \vec{E}_{\text{Ant}_2}(r, \theta, \varphi) + \\ &\quad + \frac{e^{j\phi_3} \cdot e^{j\beta d_{31}}}{\sqrt{3}} \vec{E}_{\text{Ant}_3}(r, \theta, \varphi)\end{aligned}\quad (2.9)$$

Bei gleicher Amplitude und Phase der elektrischen Felder im Fernfeld kann eine um 4,7 dB

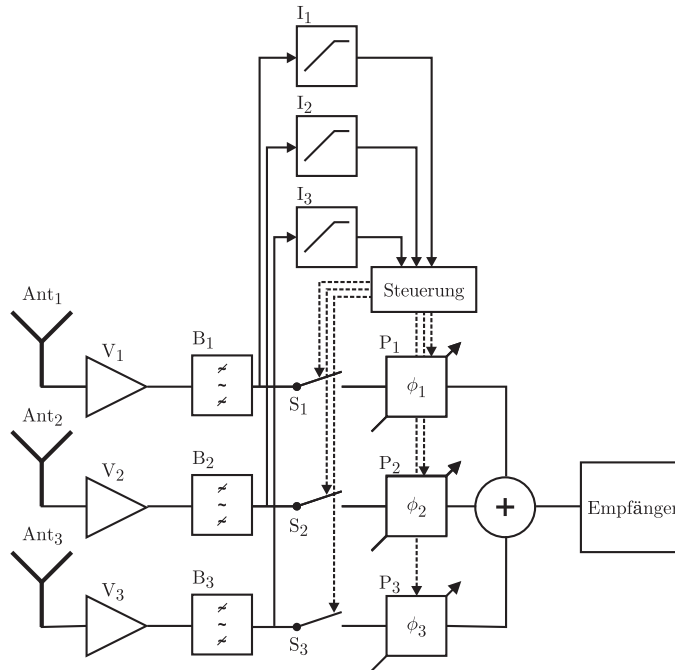


Abbildung 2.5: 3-Antennen-Diversity-Modul mit drei Antennen und einem Empfänger.

höhere Signalleistung im Vergleich zu einem Ein-Antennen-System erreicht werden.

Im Gegensatz zu anderen Kombinationstechniken von Antennensignalen, wie zum Beispiel *digital beamforming* oder *maximum-ratio-combining*, wird bei diesem 2- bzw. 3-Antennen-Diversity-System sowohl die Gleichphasung als auch die Kombination der Signale analog vorgenommen. Das für ein solches System benötigte Antennen-Diversity-Modul mit Verstärkern, Bandfiltern, Schaltern, Phasenstellgliedern, Integrierern sowie einer Steuerung und einem Addierer kann direkt unterhalb der Antennen positioniert werden.

Der Vorteil dieses Antennen-Diversity-Konzeptes liegt darin, dass nur ein Kabel vom Antennen-Diversity-Modul zum Empfänger benötigt wird [8, 9]. Ein spezieller Antennen-Diversity-Empfänger ist nicht nötig, es kann derselbe Empfänger wie für ein Ein-Antennen-System verwendet werden. Material- und Montagekosten werden vor allem bei Anwendung im Automobilbereich im Vergleich zu einem Mehr-Antennen-System eingespart, bei dem ein Kabel von jeder Antenne zu einem Empfänger pro Antenne benötigt wird.

2.4 Schwenkbare Richtcharakteristik von Diversity-Antennen im Mehrwegeszenario

Das Verschalten von mehreren Antennen bewirkt bekannterweise ein erhöhtes Strahlungsmaximum in Abhängigkeit der Antennenanzahl und der Strombelegung der einzelnen Antennen. Durch Veränderung der jeweiligen Phase in einem Empfangspfad lässt sich zudem die verschaltete Richtcharakteristik elektronisch in entsprechende Richtungen schwenken [36]. In einem Empfangsszenario mit direkter Sichtverbindung zwischen einem mobilen Empfänger und einem Satelliten genügt hierfür eine starre Phasenstellung zwischen den Antennen, da über einen Zeitraum von mehreren Sekunden sich die relative Phase zwischen zwei Antennen nicht ändert. Dies gilt jedoch nur dann, wenn sich die Lage des Empfängers

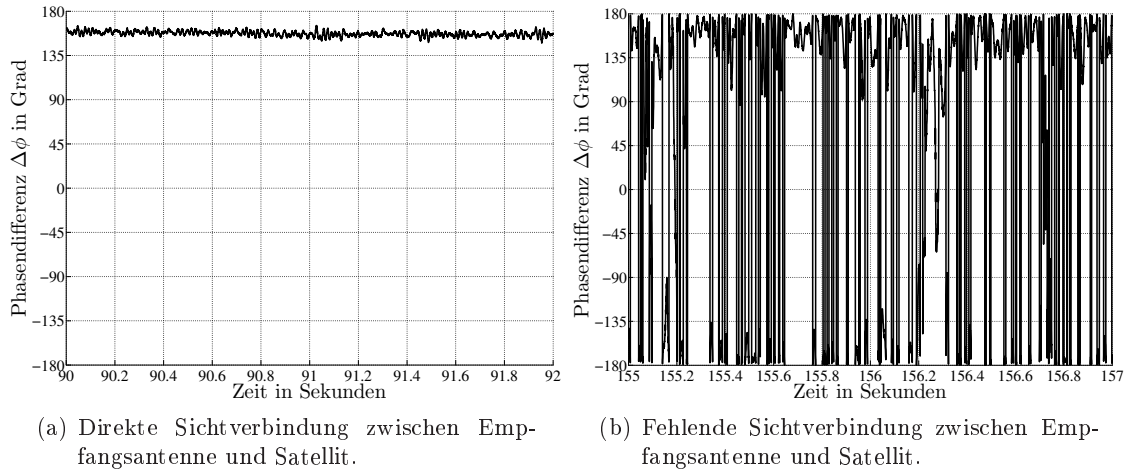


Abbildung 2.6: Phasendifferenz zwischen zwei Antennen bei direkter und fehlender Sichtverbindung.

nicht ändert, wovon innerhalb einer Sekunde jedoch ausgegangen werden kann. In einem Mehrwegeszenario ändert sich jedoch die Phase der Antennensignale am mobilen Empfänger derart schnell, dass sich eine konstante Phase zwischen den Antennensignalen nur durch schnelles Nachstellen der Phasenstellglieder erzielen lässt. Abbildung 2.6 zeigt die Phasendifferenz zwischen zwei Antennen bei direkter und fehlender Sichtverbindung bei einer Fahrgeschwindigkeit von $40 \frac{\text{km}}{\text{h}}$. Abbildung 2.6(a) verdeutlicht die angesprochene konstante Phasendifferenz zwischen zwei Antennen bei direkter Sichtverbindung. Abbildung 2.6(b) zeigt hingegen die sich schnell ändernde Phasendifferenz zwischen den Antennen in einem Mehrwegeszenario.

Nur durch schnell schaltende Phasenstellglieder ist es möglich, eine Gleichphasung der Antennenpfade in einem Mehrwegeszenario zu erzielen und dadurch eine verschaltete Richtcharakteristik mit erhöhtem Gewinn in entsprechende Richtungen zu erhalten.

2.5 Anordnungen von Diversity-Antennen

Der Antennenabstand spielt bei Antennen-Diversity eine wesentliche Rolle, da mit geringer werdendem Antennenabstand die Kopplung der Antennen zunimmt [37]. Jedoch ist nur mit ausreichend entkoppelten Antennen eine Empfangsverbesserung möglich, da sich nur dann statistisch unabhängige Signale an den Antennen ergeben. Außerdem wirkt sich eine Kopplung der Antennen auf die Richtcharakteristiken aus, so dass die ursprüngliche Form der jeweiligen Richtcharakteristik verloren geht. Abbildung 2.7 zeigt die Anordnung von vier planaren Antennen in Mikrostreifentechnik, wie sie während einer Testfahrt – siehe Anhang – auf einem Fahrzeugdach angebracht waren. In diesem Szenario betrug der Elevationswinkel zwischen Fahrzeug und Satellit $\Theta = 25^\circ$ bzw. $\Theta = 65^\circ$ und der Azimutwinkel $\Phi = 240^\circ$ bzw. $\Phi = 345^\circ$. Abbildung 2.8 und Abbildung 2.9 zeigen für einen Ausschnitt von einer halben Sekunde für jede Antenne den gemessenen Signalpegel bei den entsprechenden Elevationswinkeln und den entsprechenden Anordnungen aus Abbildung 2.7. Deutlich sind in beiden Abbildungen Signaleinbrüche erkennbar, die bei Unterschreitung eines bestimmten Schwellwertes Audioausfälle zur Folge haben. Zudem ist aus den Abbildungen

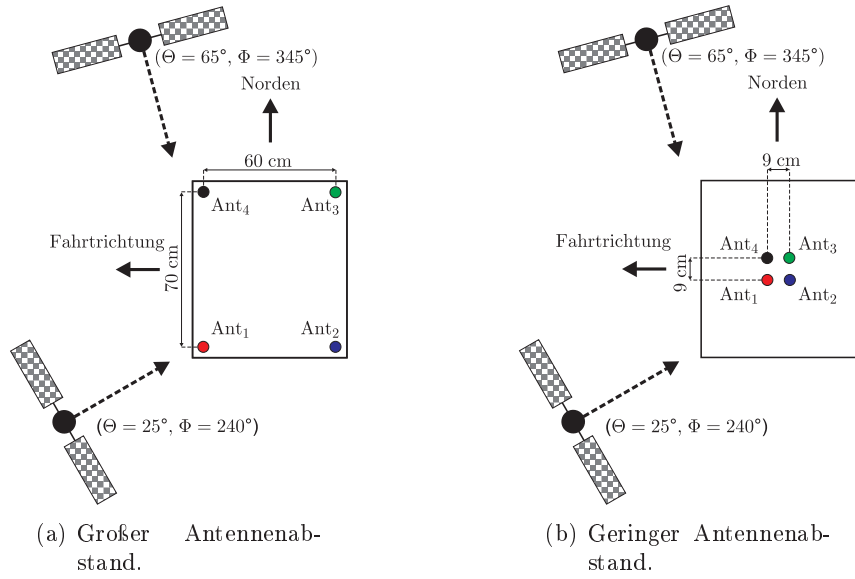


Abbildung 2.7: Anordnungen von vier planaren Antennen auf einem Fahrzeugdach.

zu erkennen, dass bei einem niedrigen Elevationswinkel häufiger Signaleinbrüche auftreten als bei einem hohen Elevationswinkel. Dies deutet darauf hin, dass bei einem niedrigen Elevationswinkel die Anzahl der Reflexionen und damit der Signalpfade zunimmt, wodurch destruktive Überlagerungen der Signale verstärkt auftreten.

Um das Mehrwegeszenario bezüglich einer direkten oder fehlenden Sichtverbindung zwischen Empfänger und Satellit beurteilen zu können, kann die Verteilungsdichte der Satellitensignale herangezogen werden.

Abbildung 2.10 zeigt die Verteilungsdichte der Beträge der Signalspannungen bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$. Der Abbildung 2.10(a) ist zu entnehmen, dass sich die Verteilungsdichte aus zwei überlagerten Verteilungsdichten zusammensetzt. Deutlich ist hier ein großer Anteil an Signalamplituden vorhanden, die oberhalb des Mittelwertes liegen. Dies deutet eindeutig auf Abschnitte während der Testfahrt hin, in denen eine direkte Sichtverbindung zwischen Antenne und Satellit herrschte. Signale in einem solchen Szenario unterliegen meist einer Gauß-Verteilung, die mit Gleichung (2.10) definiert ist [33].

$$p(V, V_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi V^2}} e^{-\frac{(V-V_1)^2}{V^2}} \quad (2.10)$$

In Gleichung (2.10) wird mit V_1 die Spannung an den Anschlussklemmen der Antennen bei direkter Sichtverbindung angegeben, wobei die Spannung V sich auf Grund des Mehrwegeempfangs aus vielen statistisch unabhängigen Spannungen V_i zusammensetzt. Das quadratische Mittel der Spannungen wird mit \bar{V}^2 angegeben.

In Abbildung 2.10(a) lässt sich außerdem eine für ein Mehrwegeszenario typische Rayleigh-Verteilungsdichte erkennen, die sich nach [33] mit Gleichung (2.11) zu

$$p(V) = \frac{2V}{\bar{V}^2} e^{-\frac{V^2}{\bar{V}^2}}, \quad (2.11)$$

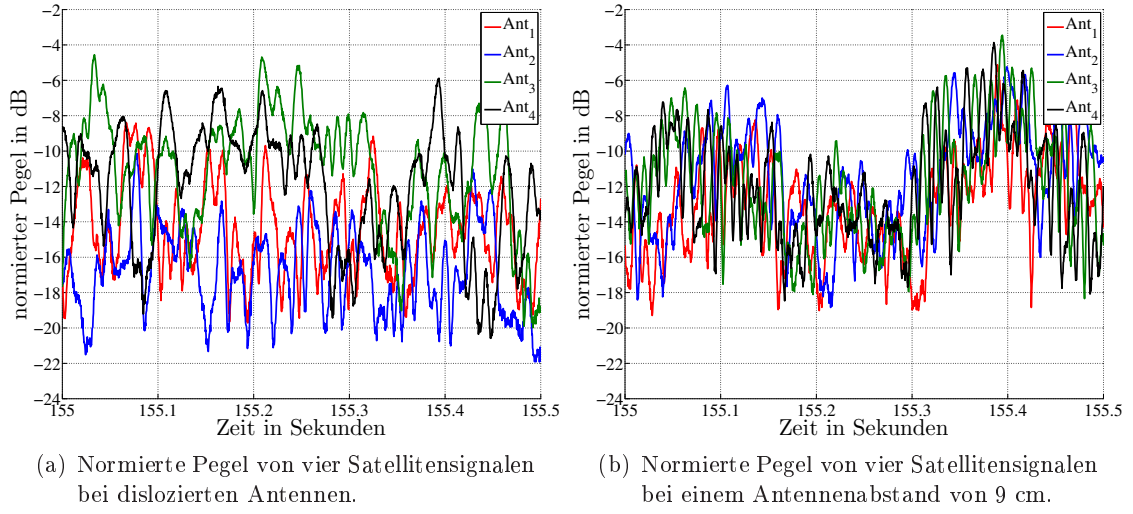


Abbildung 2.8: Aufgezeichnete Satellitensignale bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$ mit vier dislozierten und vier im Abstand von 9 cm positionierten planaren Antennen.

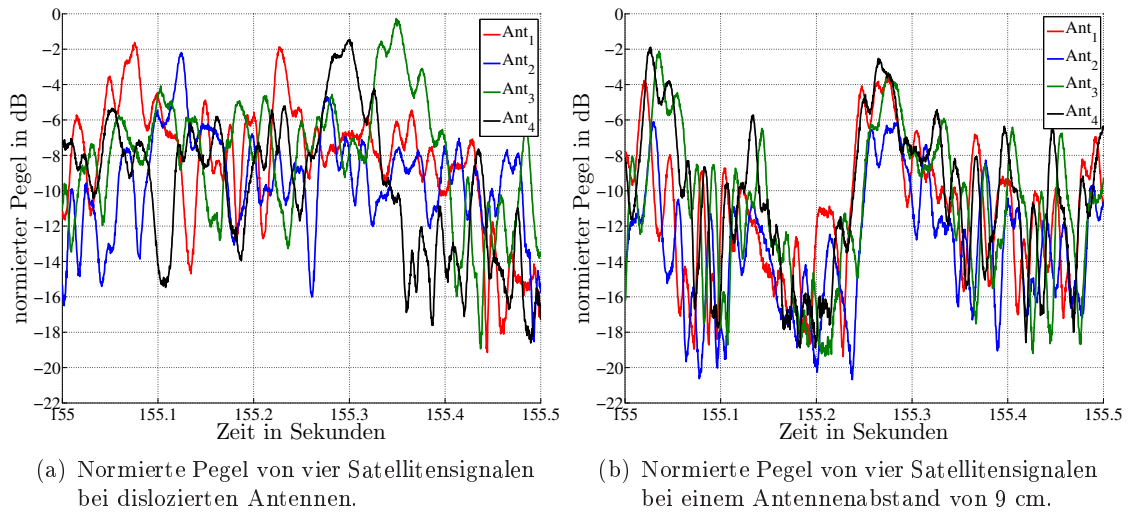


Abbildung 2.9: Aufgezeichnete Satellitensignale bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ mit vier dislozierten und vier im Abstand von 9 cm positionierten planaren Antennen.

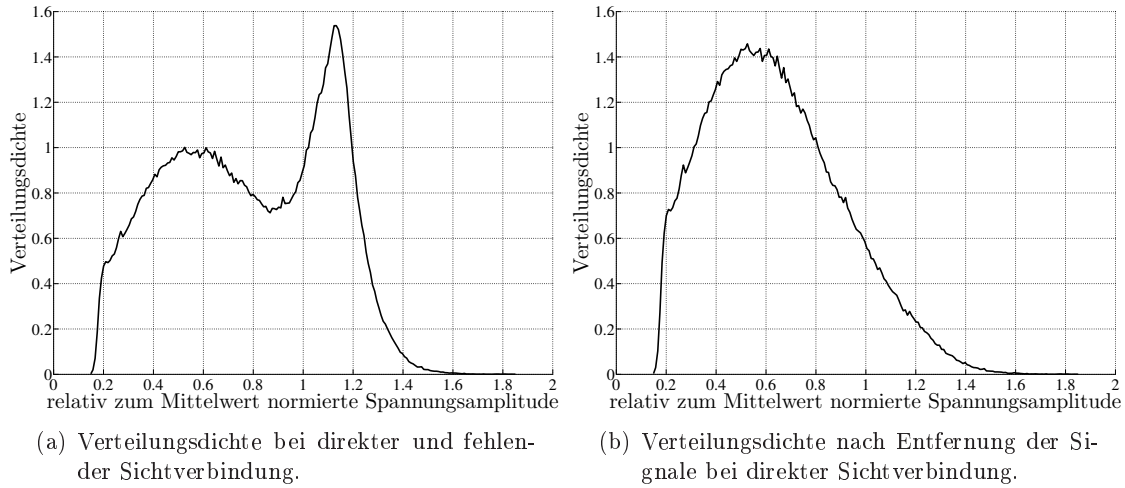


Abbildung 2.10: Verteilungsdichte der Signalamplituden bei einer Fahrt unter dichtem Laub und einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$.

ergibt.

Beim Vergleich der Verteilungsdichten bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$ – siehe Abbildung 2.11 – und bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ lässt sich eine starke Abhängigkeit vom Elevationswinkel erkennen. Auch bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$

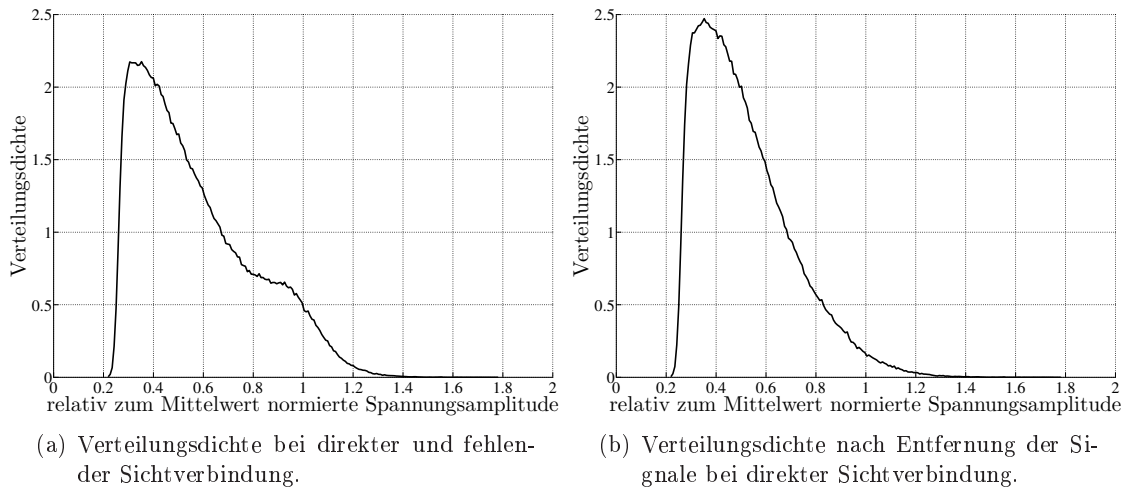


Abbildung 2.11: Verteilungsdichte der Signalamplituden bei einer Fahrt unter dichtem Laub und einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$.

setzt sich die Verteilungsdichte in Abbildung 2.11(a) aus einer Rayleigh-Verteilung und einer Gauß-Verteilung zusammen. Jedoch sind hier die Signale bei direkter Sichtverbindung auf Grund des niedrigen Elevationswinkels nicht so dominant wie bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$. Um Aussagen zu den Antennen in einem Mehrwegeszenario treffen zu können, werden bei der Verarbeitung der aufgezeichneten Signale im Folgenden ausschließlich nur diejenigen berücksichtigt, bei denen eine Rayleigh-Verteilung zu Grunde liegt. Wie in den Abbildungen 2.10(a) und 2.11(a) zu erkennen ist, ergeben sich keine

starken Signalschwankungen bei einer direkten Sichtverbindung. Um nur die Signale bei fehlender Sichtverbindung zu erhalten, werden also die Signale nicht berücksichtigt, deren Pegel weniger als 2 dB innerhalb einer Beobachtungszeit von 340 ms variieren. Die sich dann ergebenden Verteilungsdichtefunktionen für verschiedene Elevationswinkel sind in den Abbildungen 2.10(b) und 2.11(b) dargestellt.

Die Signalverläufe in Abbildung 2.9 zeigen bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ und bei einem Antennenabstand von 9 cm, dass zwei in Fahrtrichtung hintereinander positionierte Antennen sehr ähnliche, jedoch zeitlich versetzte Signalpegel aufweisen. Bei Betrachtung der Signalpegel bei einem hinreichend großen Antennenabstand kann eine Ähnlichkeit so nicht mehr erkannt werden.

Im Folgenden soll durch Betrachtung der Kreuz-Kovarianz die Ähnlichkeit zwischen jeweils zwei Signalen bestimmt werden. Die Kreuz-Kovarianz von zwei Antennensignalen hängt zum einen vom elektrischen Feld bzw. von der Richtcharakteristik der jeweiligen Antenne ab, sowie von der polarisationsabhängigen Verteilungsdichte der einfallenden Wellen $\underline{P}_{\theta,\varphi}(\theta, \varphi)$ und dem Kreuzpolarisationsverhältnis XPR . Das Kreuzpolarisationsverhältnis ist über die mittlere Leistung \overline{P}_θ und \overline{P}_φ der vertikal und horizontal polarisierten einfallenden Wellen mit

$$XPR = \frac{\overline{P}_\theta}{\overline{P}_\varphi} \quad (2.12)$$

definiert. Die Kreuz-Kovarianz ergibt sich dann nach [38] zu

$$c_{12} = K \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XPR \cdot \underline{C}_{\theta,1}(\theta, \varphi) \underline{C}_{\theta,2}^*(\theta, \varphi) \underline{P}_\theta(\theta, \varphi) + \underline{C}_{\varphi,1}(\theta, \varphi) \underline{C}_{\varphi,2}^*(\theta, \varphi) \underline{P}_\varphi(\theta, \varphi)] e^{-j\beta d} \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (2.13)$$

wobei K eine Konstante, $\underline{C}_{\theta,\varphi}$ die polarisationsabhängige Richtcharakteristik und $e^{-j\beta d}$ den Phasenunterschied der eintreffenden Welle zwischen beiden Antennen darstellen. Die Variablen d und β bezeichnen den Antennenabstand bzw. die Wellenzahl.

Der Kreuzkorrelationskoeffizient ρ_{12} – also die normierte Kreuz-Kovarianz – ergibt sich mit Zuhilfenahme der Auto-Kovarianzen c_{11} und c_{22} mit Gleichung (2.14) zu

$$\rho_{12} = \frac{|c_{12}|^2}{c_{11}c_{22}}, \quad (2.14)$$

wobei sich c_{11} mit

$$c_{11} = K \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XPR \cdot \underline{C}_{\theta,1}(\theta, \varphi) \underline{C}_{\theta,1}^*(\theta, \varphi) \underline{P}_\theta(\theta, \varphi) + \underline{C}_{\varphi,1}(\theta, \varphi) \underline{C}_{\varphi,1}^*(\theta, \varphi) \underline{P}_\varphi(\theta, \varphi)] \sin \theta d\theta d\varphi \quad (2.15)$$

berechnet. Die Auto-Kovarianz c_{22} berechnet sich analog mit Gleichung 2.15.

Zur Bestimmung des Kreuzkorrelationskoeffizienten ist also die dreidimensionale Richtcharakteristik nötig, die leicht in einer Messkammer bestimmt werden kann. Das Kreuzpolarisationsverhältnis kann für zirkular polarisierte Satellitensignale idealerweise mit $XPR = 1$ angenommen werden. Gerade bei Satellitenübertragungen in einem Mehrwegeszenario ist jedoch die Verteilungsdichte $\underline{P}_\theta(\theta, \varphi)$ der einfallenden Wellen bei vertikaler Polarisation bzw. $\underline{P}_\varphi(\theta, \varphi)$ bei horizontaler Polarisation schwierig zu bestim-

men. Liegen jedoch aufgezeichnete Signale bzw. an den Antennenfußpunkten gemessene Spannungen vor, kann die Kreuz-Kovarianz in Abhängigkeit eines Zeitversatzes τ über die Empfangsspannungen V_1 und V_2 leicht mit Gleichung (2.16) berechnet werden.

$$c_{12}(\tau) = \begin{cases} \int_{t=0}^{t_{\text{ges}}} (V_1(t + \tau) - \overline{V_1}) (V_2^*(t) - \overline{V_2^*}), & \tau \geq 0 \\ c_{12}^*(-\tau), & \tau < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Die Normierung der Kreuz-Kovarianz mit den Auto-Kovarianzen beider Signale c_{11} bzw. c_{22} führt dann zu

$$\rho_{12}(\tau) = \frac{|c_{12}(\tau)|^2}{c_{11}(0)c_{22}(0)}. \quad (2.17)$$

Das Maximum einer vom Zeitversatz τ abhängigen Kreuz-Kovarianz liegt bei dem Zeitversatz τ_{max} , bei dem sich die Signale am ähnlichsten verhalten, wobei mit Kenntnis der Fahrgeschwindigkeit v näherungsweise auf den Antennenabstand d mit Gleichung (2.18) geschlossen werden kann.

$$\tau_{\text{max}} = \frac{d}{v} \quad (2.18)$$

Abbildung 2.12 zeigt die normierten Kreuz-Kovarianzen von Antennenpaaren bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$, die sich bei den in Abbildung 2.7 dargestellten Anordnungen auf einem Fahrzeugdach ergeben. Die Kurvenverläufe zeigen, dass die Ähnlichkeit

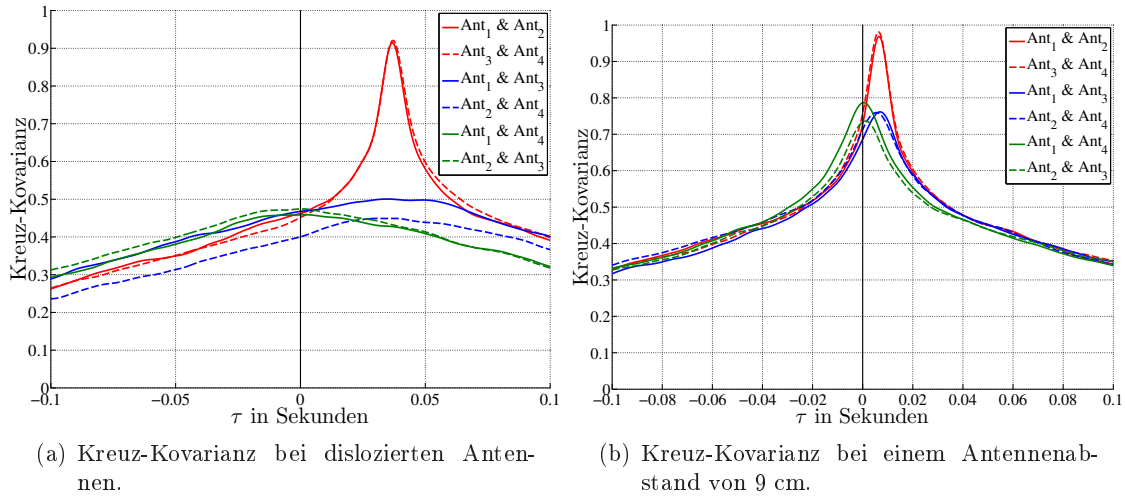


Abbildung 2.12: Kreuz-Kovarianz von Antennenpaaren bei verschiedenen Antennenabständen und einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$.

der Signale mit geringer werdendem Antennenabstand zunimmt, da an der Stelle $\tau = 0$ s die Kreuz-Kovarianz bei allen Antennenpaaren mindestens $\rho_{12}(0) = 0,7$ beträgt, hingegen beträgt sie bei dislozierten Antennen weniger als $\rho_{12}(0) = 0,5$. Abbildung 2.12 verdeutlicht zudem, dass die Kreuz-Kovarianz von der Anordnung zweier Antennen zueinander sowie von der Fahrtrichtung abhängt. Wie der Abbildung 2.7 zu entnehmen ist, beträgt der Azimutwinkel $\Phi = 345^\circ$, so dass in diesem Beispiel bei einer Fahrt von östlicher in westlicher Richtung an den Antennen Ant₁ und Ant₄ sowie Ant₂ und Ant₃ Signale nahezu zeitgleich eintreffen. Dies wird anhand der Verläufe der entsprechenden Kreuz-Kovarianz sowohl bei

dislozierten Antennenpaaren als auch bei einem geringen Antennenabstand deutlich. So weisen die Kurven von Ant₁ & Ant₄ und Ant₂ & Ant₃ in Abbildung 2.12(a) und (b) jeweils ein Maximum bei genau $\tau_{\max} = 0$ s auf. Das Maximum aller Kurven wird jedoch immer mit den Antennenpaaren erzielt, die in Fahrtrichtung hintereinander stehen, wobei dies nicht heißt, dass sie auch bei $\tau = 0$ s die höchste Kreuz-Kovarianz im Vergleich zu anderen Antennenpaaren aufweisen. Außer dem Antennenpaar Ant₁ & Ant₃ in Abbildung 2.12(a) zeigen in diesen Beispielen die Antennen die niedrigste Kreuz-Kovarianz bei $\tau = 0$ s, die diagonal zueinander stehen.

Abbildung 2.13 zeigt die Kreuz-Kovarianz der Antennenpaare bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$. Auch bei einem niedrigen Elevationswinkel weisen die Antennenpaare

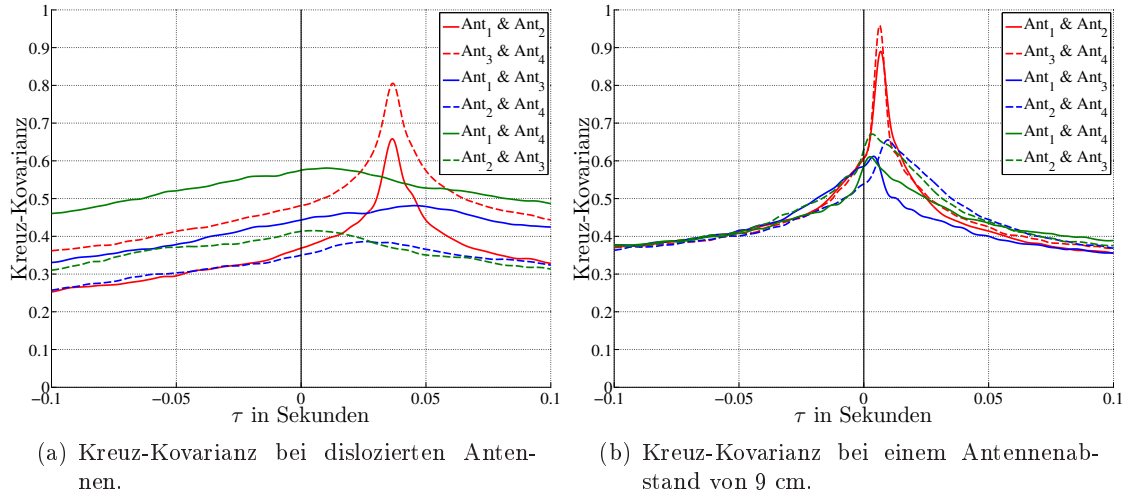


Abbildung 2.13: Kreuz-Kovarianz von Antennenpaaren bei verschiedenen Antennenabständen und einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$.

bei einem Antennenabstand von 9 cm und bei $\tau = 0$ s eine größere Kreuz-Kovarianz auf als bei einem großen Antennenabstand. Die Kurvenverläufe von Ant₁ & Ant₂ sowie von Ant₃ & Ant₄ sind jedoch – anders als bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ – deutlich voneinander verschieden. Dies deutet auf unterschiedliche Antennengewinne besonders bei einem großen Antennenabstand hin, obwohl es sich um baugleiche Antennen handelt. Auf Grund der Nähe der Antennen unmittelbar zur Metallplattenkante – siehe Abbildung 2.7(a) – ergibt sich vermutlich eine starke Verformung der Richtcharakteristik.

Um die Antennen in einem Antennen-Diversity-System beurteilen zu können, kann die Diversity-Effizienz herangezogen werden. Die Diversity-Effizienz n ist ein Maß für die Empfangsverbesserung, die mit einem Antennen-Diversity-System erzielt werden kann [39]. Die Diversity-Effizienz gibt die Anzahl der effektiven Antennen an, die zur Empfangsverbesserung beitragen. Sie kann theoretisch höchstens der tatsächlichen Antennenanzahl N entsprechen, wenn von Antennen mit gleicher Richtcharakteristik und gleichem Gewinn sowie von identischen, rauscharmen Verstärkern ausgegangen wird. Wird von statistisch unabhängigen Empfangssignalen ausgegangen, ergibt sich die Ausfallrate p_{div} im Falle von Antennen-Diversity zu

$$p_{\text{div}} = \prod_{i=1}^N p_i, \quad (2.19)$$

wobei p_i die Ausfallrate der i -ten Antenne ist. Die Diversity-Effizienz berechnet sich dann mit Gleichung (2.20) über das Verhältnis der Ausfallrate p_{div} bei Anwendung von Antennen-Diversity zur Ausfallrate $p_{\text{ref}} = p_i$ einer Referenz-Antenne.

$$n = \frac{\log(p_{\text{div}})}{\log(p_{\text{ref}})} \Big|_s \quad (2.20)$$

Die Ausfallrate p_{ref} ergibt sich in Abhängigkeit des Schwellwertes s aus dem Verhältnis von der Ausfallzeit $t_{\text{aus,ref}}$ bei Verwendung der Referenz-Antenne zur gesamten Testzeit t_{ges} mit Gleichung (2.21).

$$p_{\text{ref}} = \frac{t_{\text{aus,ref}}}{t_{\text{ges}}} \Big|_s \quad (2.21)$$

Die Ausfallrate p_{div} ergibt sich analog in Abhängigkeit des Schwellwertes s aus dem Verhältnis von der Ausfallzeit $t_{\text{aus,div}}$ bei Verwendung von Antennen-Diversity zur gesamten Testzeit t_{ges} mit Gleichung (2.22).

$$p_{\text{div}} = \frac{t_{\text{aus,div}}}{t_{\text{ges}}} \Big|_s \quad (2.22)$$

Die Ausfallzeit t_{aus} ist die Zeit, bei der der Signalpegel unterhalb des Schwellwertes s liegt und somit das Signal vom Empfänger nicht mehr detektiert werden kann. Tritt dieser Fall bei einem Schalt-Diversity-System ein, wird von der momentan verwendeten Antenne auf eine andere Antenne geschaltet.

Im Folgenden sind für die in den Abbildungen 2.8 und 2.9 dargestellten Signalverläufe die entsprechenden Diversity-Effizienzen bei Verwendung von zwei, drei und vier Antennen berechnet worden, wobei Antenne Ant₂ als Referenz-Antenne herangezogen wird. Abbildung 2.14(a) und (b) zeigen am Beispiel eines Schalt-Diversity-Systems, dass mit

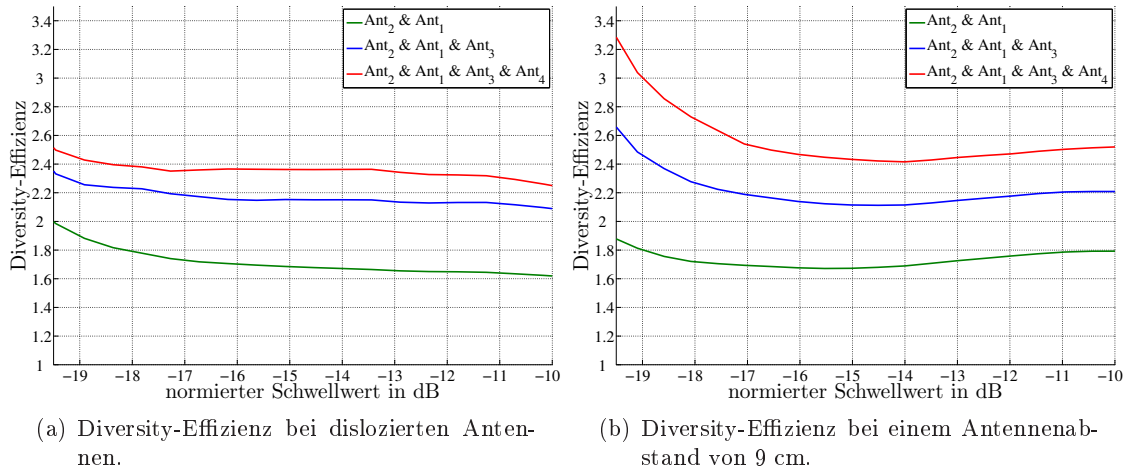


Abbildung 2.14: Diversity-Effizienz von mehreren Antennenkombinationen bei verschiedenen Antennenabständen und einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$.

mehreren Antennen in einem Mehrwegeszenario die Ausfallrate im Vergleich zu nur einer Antenne deutlich reduziert werden kann. Zudem wird deutlich, dass mit zunehmender Antennenanzahl die Diversity-Effizienz zunimmt und das Optimum von der Wahl des Schwell-

wertes abhängt. Die Beispiele zeigen, dass bei kleiner werdendem Schwellwert die Diversity-Effizienz zunimmt. Die berechnete Diversity-Effizienz in Abbildung 2.14(b) ist vor allem bei niedrigen Schwellwerten größer als die berechneten Werte in Abbildung 2.14(a), obwohl die Antennen einen sehr viel kleineren Abstand zueinander haben. Folglich kann auch bei einem Antennenabstand von nur 9 cm eine Empfangsverbesserung erzielt werden. Abbildung 2.14(a) zeigt zudem, dass die Diversity-Effizienz auch bei Verwendung von vier Antennen weniger als $n = 3$ beträgt. Der Grund hierfür dürfte wiederum an der Anordnung bzw. an der Positionierung der Antennen auf dem Fahrzeugdach liegen. Es kann hier von baugleichen Antennen ausgegangen werden, die aber jeweils ein Strahlungsmaximum in unterschiedliche Richtungen aufweisen. Diese Antennenanordnung wäre somit bei Empfangsszenarien von Vorteil, die durch langsamen Schwund gekennzeichnet sind.

In Abbildung 2.15 ist die Diversity-Effizienz bei verschiedenen Antennenanordnungen und Antennenpaaren bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$ dargestellt. Auch für einen

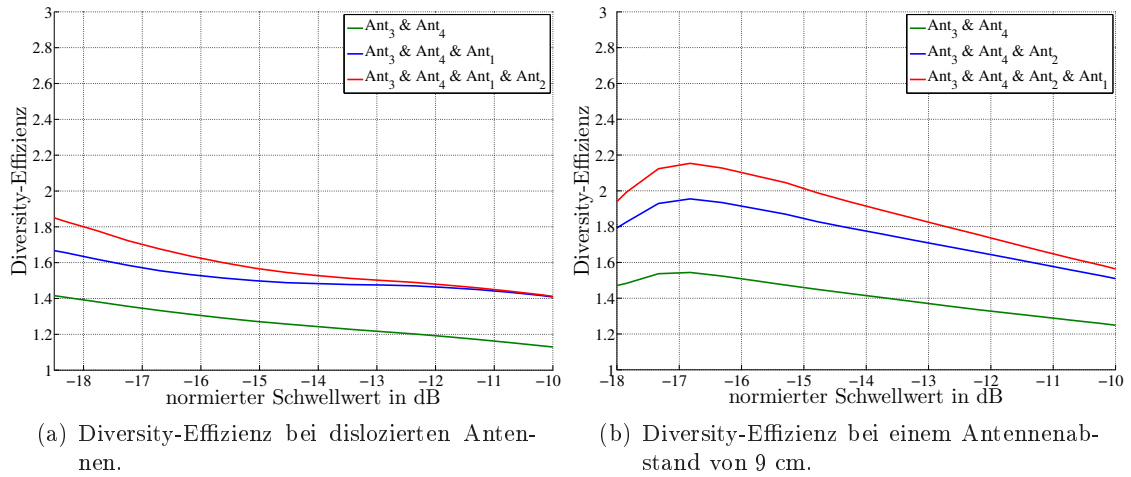


Abbildung 2.15: Diversity-Effizienz von mehreren Antennenkombinationen bei verschiedenen Antennenabständen und einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$.

niedrigen Elevationswinkel lässt sich eine Verbesserung der Ausfallrate im Vergleich zu einem Ein-Antennen-System erkennen. Jedoch wird deutlich, dass die Diversity-Effizienz für niedrige Elevationswinkel bei Verwendung von planaren Antennen geringer ist als bei einem hohen Elevationswinkel.

Die Auswertungen der Satellitensignale bei verschiedenen Elevationswinkeln und bei verschiedenen Anordnungen von planaren Antennen in Mikrostreifentechnik bestätigen, dass mit einem Antennen-Diversity-System auf der Empfängerseite eine Empfangsverbesserung in einem Mehrwegeszenario erzielt werden kann. Im folgenden Kapitel werden nun neue Konzepte von Antennenkombinationen für den Empfang von Satellitensignalen im S-Band vorgestellt, die sich durch eine kompakte Bauform auszeichnen und somit unter einer Schutzhaube für Fahrzeugantennen, montiert auf dem Fahrzeugdach, platziert werden können.

3 Schmale zirkular polarisierte Antenne

3.1 Konzept

Wie in der Einleitung bereits angesprochen wurde, ist die Baugröße von Fahrzeugantennen ein wichtiger Aspekt, den es bereits bei der Neuentwicklung von Antennen zu berücksichtigen gilt. Häufig verwendete zirkular polarisierte Antennen für den Empfang von Satellitensignalen, wie planare Antennen oder Helix-Antennen, weisen jedoch bereits für ein Ein-Antennen-System zu große Abmessungen auf, so dass sie bei einer Montage unter einer vom Automobilhersteller vorgegebenen Schutzhaube für Dachantennen von vornherein nicht geeignet sind.

Bei einem Mehr-Antennen-Diversity-System bestehend aus zwei Antennen baugleicher Art kommt erschwerend hinzu, dass zur Vermeidung von Kopplungen zwischen den Antennen ein genügend großer Abstand gewählt werden muss. Durch das begrenzte Volumen unter einer Schutzhaube und auf Grund seiner speziell für Fahrzeuge aerodynamischen Form lässt sich ein 2-Antennen-Diversity-System unter diesen Umständen so nicht realisieren.

Abbildung 3.1 zeigt eine typischen Form einer Kunststoffhaube, wie sie häufig zum Schutz der Antennen auf einem Fahrzeugdach verwendet wird. Im vorderen Bereich der Schutzhaube können nur Antennen mit entsprechender schmaler Form platziert werden. Hingegen können im hinteren Bereich der Schutzhaube vor allem planare Antennentypen Platz finden.

In dem vorliegenden Kapitel wird eine phasenstarr verschaltete Kombination aus einer Schlitz-Antenne und einer Dipol-Antenne vorgestellt, die in einem Ein-Antennen-System für den Empfang von Satellitensignalen auf Grund ihrer Richtcharakteristik eine Alternative zu herkömmlichen Satellitenantennen darstellt. In Abbildung 3.2 ist der prinzipielle Aufbau einer phasenstarr verschalteten Schlitz-Dipol-Antenne gezeigt. Die in Abbildung 3.2 dargestellte Schlitz-Dipol-Antenne weist bei gleicher Ausrichtung eine extrem schmale Geometrie auf, so dass diese zirkular polarisierte Antenne an Stellen unter einer Schutzhaube montiert werden kann, an welchen herkömmliche Satellitenantennen auf Grund ihrer Abmessungen nicht in Frage kommen. Durch diese besondere Eigenschaft ist es jetzt möglich, diese Antenne in Kombination mit einer weiteren Satellitenantenne

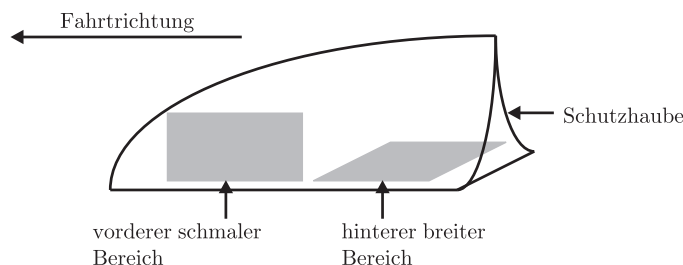


Abbildung 3.1: Typische Form einer Schutzhaube für Fahrzeugantennen für die Montage auf einem Fahrzeugdach.

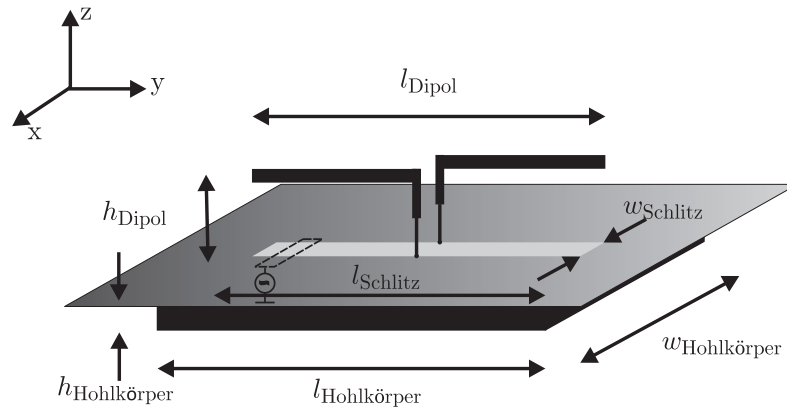


Abbildung 3.2: phasenstarr verschaltete Schlitz-Dipol-Antenne mit einem Hohlkörper auf der Unterseite des Schlitzes.

für ein 2-Antennen-Diversity-System zu verwenden. Als zusätzliche Satellitenantenne wird eine gekreuzte Rahmen-Antenne herangezogen, die leicht im hinteren Bereich der Schutzhaube montiert werden kann. Im vorderen Bereich der Schutzhaube kann auf Grund ihrer schmalen Geometrie die Schlitz-Dipol-Antenne positioniert werden.

Im Folgenden wird zunächst auf die Funktionsweise der Schlitz-Dipol-Antenne eingegangen und anschließend die 2-Antennen-Diversity-Kombination betrachtet.

3.2 Theoretische Betrachtung

Schlitz-Antenne

Eine Schlitz-Antenne ist bekannterweise die komplementäre Antenne zu einer Dipol-Antenne – beide in Abbildung 3.3 dargestellt – wobei sie über das magnetische und elektrische Fernfeld miteinander nach Gleichung (3.2) verknüpft sind.

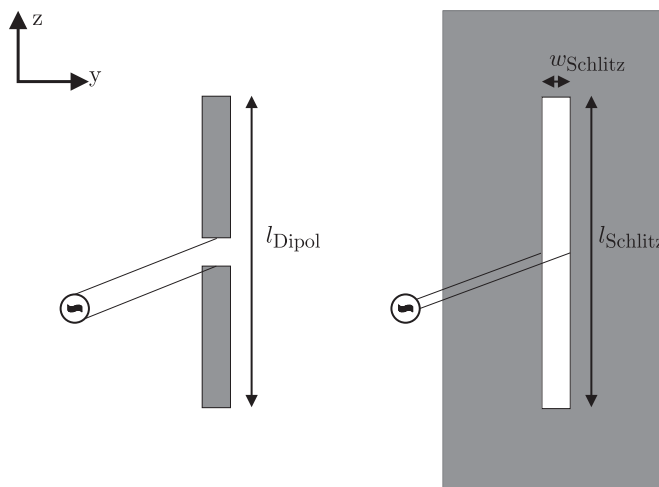


Abbildung 3.3: Dipol-Antenne und die dazu komplementäre Schlitz-Antenne.

$$\vec{E}_{\text{Schlitz}} = -Z_0 \vec{H}_{\text{Dipol}} \quad (3.1)$$

$$\vec{H}_{\text{Schlitz}} = \frac{1}{Z_0} \vec{E}_{\text{Dipol}} \quad (3.2)$$

Die linear polarisierte Schlitz-Antenne verfügt im Fernfeld bei einer Ausrichtung entlang der z-Achse über eine φ -Komponente des elektrischen Feldes und eine θ -Komponente des magnetischen Feldes. Bei dieser Antenne existiert das elektrische Fernfeld von $-180^\circ < \theta < +180^\circ$ mit einer Nullstelle in positiver und negativer z-Richtung und einem Strahlungsmaximum bei $\theta = \pm 90^\circ$ für alle Azimutwinkel φ . Um eine Richtcharakteristik vorzugsweise in nur einen Halbraum zu erzwingen, kann – wie Abbildung 3.4 andeutet – ein geschlossener Hohlkörper aus Metall in einem Abstand von $h_{\text{Hohlkörper}}$ auf der Unterseite der Schlitz-Antenne angebracht werden. Die horizontale Komponente des

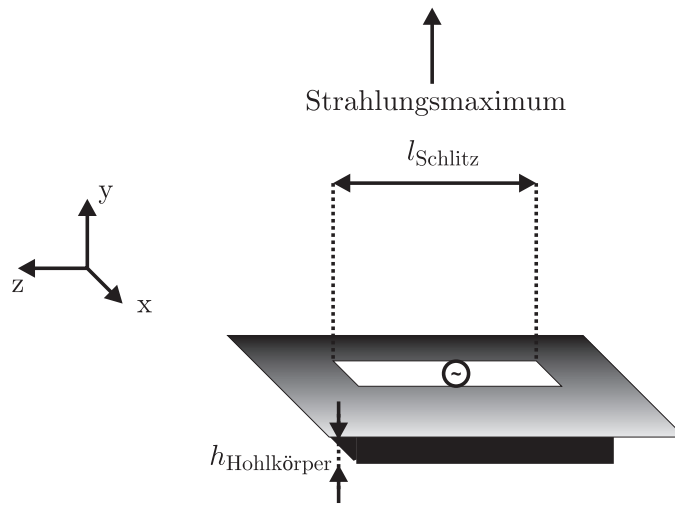


Abbildung 3.4: Schlitz-Antenne mit rückseitig geschlossenem Hohlkörper.

elektrischen Fernfeldes \vec{E}_{Schlitz} einer entlang der z-Achse ausgerichteten Schlitz-Antenne setzt sich dann aus dem direkten elektrischen Feld und dem im Hohlkörper reflektierten Feld zusammen. Durch die Hinzunahme des Hohlkörpers existiert das elektrische Feld bei den Elevationswinkeln zwischen $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ und den Azimutwinkeln zwischen $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$. Das Strahlungsmaximum der Richtcharakteristik liegt durch Hinzunahme des Hohlkörpers und unter Annahme einer unendlich ausgedehnten Grundfläche für die Azimutwinkel $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ bei $\theta = 90^\circ$. Es ist anzumerken, dass bei einer späteren Realisierung die hier angenommene, unendlich ausgedehnte Metallfläche durch das Fahrzeugdach ersetzt wird.

Dipol-Antenne

Bei einer Ausrichtung einer Dipol-Antenne entlang der z-Achse existiert bekannterweise im Fernfeld nur eine θ -Komponente des elektrischen Feldes und eine φ -Komponente des magnetischen Feldes. Das linear polarisierte elektrische Feld existiert für alle Elevationswinkel von $-180^\circ < \theta < +180^\circ$ mit einer Nullstelle in positiver und negativer z-Richtung. Für den Empfang von Satellitensignalen ist jedoch auch bei dieser Betrachtung nur ein Halbraum von Bedeutung. Wird die Dipol-Antenne – wie in Abbildung 3.5 angedeutet – in einem Abstand h_{Dipol} parallel zu einer Metallfläche montiert, ergibt sich auf Grund

von Reflexionen an der Metallfläche eine Richtcharakteristik in nur einen Halbraum. Die

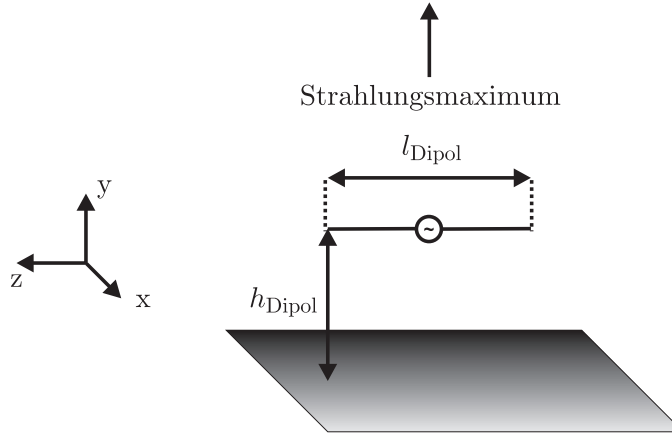


Abbildung 3.5: Dipol-Antenne parallel zu einer Metallfläche.

vertikale Komponente des elektrischen Fernfeldes \vec{E}_{Dipol} setzt sich auch hier durch das direkte und reflektierte elektrische Feld zusammen. Mit Zuhilfenahme der Spiegeltheorie ergibt sich dann das elektrische Fernfeld der Dipol-Antenne zu

$$\begin{aligned}\vec{E}_{\theta}(r, \theta, \varphi) &= j60\mathbf{I}_0 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right) j2 \sin\left(\beta h_{\text{Dipol}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)\right) \\ \vec{E}_{\varphi}(r, \theta, \varphi) &= 0.\end{aligned}\tag{3.3}$$

Durch die Reflexion des elektrischen Feldes an der Metallfläche ergibt sich bei einem Abstand von $h_{\text{Dipol}} = \frac{\lambda_0}{4}$ ein um 3 dB höheres Strahlungsmaximum bei $\theta = \varphi = 90^\circ$. Außerdem weist das elektrische Feld eine Nullstelle entlang der Metallfläche auf, da dort eine elektrische Tangentialfeldstärke nicht existiert. Die Bestimmung des elektrischen und magnetischen Fernfeldes einer Schlitz-Antenne mit Hohlkörper kann nicht mit den Gleichungen 3.1 und 3.2 und dem elektrischen Fernfeldes der Dipol-Antenne parallel zu einer Metallfläche bestimmt werden. Der Grund hierfür liegt an der nicht vorhandenen Dualität zwischen dem Hohlkörper und der Metallfläche.

Eingangsimpedanzen

Eine Schlitz-Antenne der Länge $\frac{\lambda_0}{2}$ besitzt in der Mitte des Schlitzes, ohne Hohlkörper, im Freiraum und mit einer unendlich ausgedehnten Grundfläche eine Eingangsimpedanz von $\underline{Z}_{\text{in, Schlitz}} = (363 - j211) \Omega$ [35]. Durch Verkürzen der Schlitzlänge l_{Schlitz} kann eine reelle Eingangsimpedanz von $\underline{Z}_{\text{in, Schlitz}} = R_{\text{in, Schlitz}} \approx 530 \Omega$ erzielt werden [35]. Im Vergleich zu einer Dipol-Antenne liegt eine sehr viel höhere Eingangsimpedanz vor, was bei der Verschaltung beider Antennen zu einer zirkular polarisierten Antenne zu berücksichtigen ist. Eine Dipol-Antenne der Länge $\frac{\lambda_0}{2}$ besitzt im Freiraum, also ohne Berücksichtigung einer Grundfläche, eine Eingangsimpedanz von etwa $\underline{Z}_{\text{in, Dipol}} = (73 + j42) \Omega$. Die Eingangsimpedanz einer $\frac{\lambda_0}{2}$ -Dipol-Antenne, die in einem Abstand von $\frac{\lambda}{4}$ parallel über einer unendlich gut leitenden Metallfläche angeordnet ist, weist jedoch eine erhöhte Eingangsimpedanz

von etwa $\underline{Z}_{\text{in,Dipol}} = (90 + j80) \Omega$ auf [36]. Durch Verkürzen der Dipollänge kann jedoch ebenfalls eine rein reelle Impedanz von $\underline{Z}_{\text{in,Dipol}} = R_{\text{in,Dipol}} \approx 67 \Omega$ erzielt werden, wenn von einer im Freiraum schwebenden $\frac{\lambda_0}{2}$ -Dipol-Antenne ohne Massefläche ausgegangen wird [35].

3.2.1 Verschaltung zu einer Schlitz-Dipol-Antenne

Wie bereits angesprochen wurde, weisen sowohl die Schlitz-Antenne als auch die Dipol-Antenne eine lineare Polarisierung auf. Bei einer Ausrichtung der Antennen in z-Richtung ergibt sich für die Dipol-Antenne eine vertikale und für die Schlitz-Antenne eine horizontale Polarisierung. Bei einem Empfang von zirkular polarisierten Signalen würde bei Verwendung von nur einer dieser beiden Antennen ein Polarisationsverlust von 3 dB auftreten. Der Polarisationsverlust tritt jedoch dann nicht auf, wenn beide Antennen mit einem entsprechenden Phasenversatz verschaltet werden [40]. Um ein Strahlungsmaximum des zirkular polarisierten Feldes in Richtung Zenit zu erhalten, wird hierfür eine liegende Dipol-Antenne parallel zu einer Grundfläche in einem noch zu bestimmenden Abstand genau oberhalb einer Schlitz-Antenne montiert, auf deren Unterseite sich ein geschlossener Hohlkörper befindet. Abbildung 3.2 zeigt das Prinzip der phasenstarr verschalteten, zirkular polarisierten Schlitz-Dipol-Antenne. Beide Antennen sind in diesem Beispiel in x-Richtung ausgerichtet und über eine Verbindungsleitung miteinander phasenstarr verschaltet. Die Speisung der Schlitz-Dipol-Antenne erfolgt über eine Koppelleitung in Mikrostreifentechnik, die auf der Unterseite des Schlitzes verläuft.

3.2.2 Zirkulare Polarisation und Anpassnetzwerk

Um eine zirkulare Polarisation zu bewirken, müssen im Allgemeinen drei Aspekte berücksichtigt werden. Zum einen muss sich das elektrische Feld aus zwei orthogonalen Komponenten zusammensetzen. Durch die gleiche Ausrichtung beider Antennen – in Abbildung 3.2 entspricht das der x-Richtung – und durch den komplementären Zusammenhang beider Antennen sind zwei orthogonale Komponenten des elektrischen Feldes in Richtung des Strahlungsmaximums beider Antennen vorhanden.

Der zweite Aspekt betrifft die Phasenlage zwischen den orthogonalen Komponenten des elektrischen Feldes. Beide Komponenten müssen einen Phasenversatz von $+90^\circ$ oder -90° aufweisen. Das Vorzeichen bestimmt die Drehrichtung des elektrischen Feldes, wobei entweder ein LHCP Feld oder ein RHCP Feld resultiert. Der Phasenversatz wird bei dieser kombinierten Antenne über zwei Parameter festgelegt. Zum einen über den Abstand der Dipol-Antenne h_{Dipol} über der Grundfläche und zum anderen über die Länge der Verbindungsleitung l_{Leitung} . Bei einer Höhe der Dipol-Antenne von $h_{\text{Dipol}} = \frac{\lambda_0}{4}$ und einer Länge der Verbindungsleitung von $l_{\text{el,Leitung}} = \frac{\lambda}{2}$ kann der gewünschte Phasenversatz eingestellt werden. Bei Speisung am Ende der Verbindungsleitung erfährt so die Dipol-Antenne gegenüber der Schlitz-Antenne eine um 180° verzögerte Anregung. Durch den Abstand der Dipol-Antenne von $h_{\text{Dipol}} = \frac{\lambda_0}{4}$ zur Schlitz-Antenne eilt jedoch das elektrische Feld der Dipol-Antenne dem elektrischen Feld der Schlitz-Antenne um 90° hinterher, wenn von einer gleichzeitigen Anregung ausgegangen wird. Somit ergibt sich im phasenstarr verschalteten Zustand ein Phasenunterschied zwischen den beiden orthogonalen Komponenten von $+90^\circ$ oder -90° . Das Vorzeichen hängt davon ab, welcher der beiden entgegengesetzten Dipolarme in die positive oder negative x-Richtung gerichtet ist. Durch Vertauschen der

Richtung kann so leicht die Polarisation geändert werden.

Der dritte zu berücksichtigende Aspekt für eine zirkulare Polarisation ist die Leistungsaufteilung zwischen den Komponenten des elektrischen Feldes. Ein zirkular polarisiertes elektrisches Feld wird nur dann erzeugt, wenn die gleiche Leistung sowohl von der Schlitz-Antenne als auch von der Dipol-Antenne abgestrahlt bzw. empfangen wird. Dies kann in Abhängigkeit der Eingangsimpedanz der Dipol-Antenne durch eine entsprechende Leitungstransformation über die Verbindungsleitung erreicht werden. Durch die Gesamtlänge der Verbindungsleitung von $\frac{\lambda}{2}$ können zwei hintereinander geschaltete $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformatoren realisiert und so eine zweistufige, rein reelle Impedanztransformation durchgeführt werden. Durch die Leitungstransformation wird die Eingangsimpedanz der Dipol-Antenne $Z_{\text{in,Dipol}}$ in zwei Schritten in die Eingangsimpedanz $Z_{\text{in}',Dipol}$ transformiert und anschließend mit der Eingangsimpedanz der Schlitz-Antenne $Z_{\text{in,Schlitz}}$ parallel geschaltet. Abbildung 3.6 verdeutlicht das Prinzip der Impedanztransformation und die anschließende Parallelschaltung beider Antennen. Nur durch eine exakte Dimensionierung der beiden

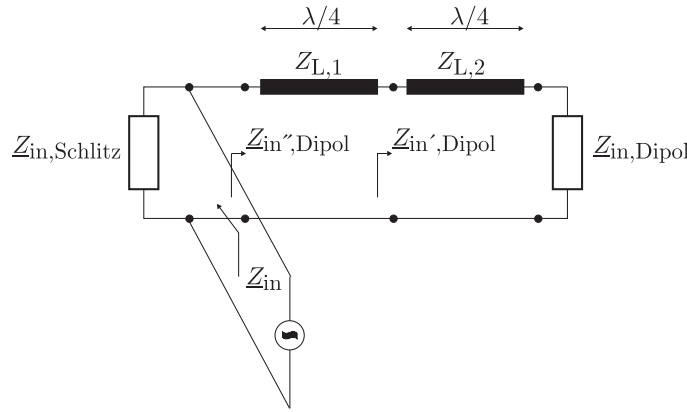


Abbildung 3.6: Transformation durch die Verbindungsleitung.

Leitungstransformatoren kann die korrekte Phasenbeziehung und Leistungsaufteilung zwischen den beiden Komponenten erzielt werden. Wie bereits angesprochen wurde, kann auf die Eingangsimpedanz der Dipol-Antenne durch Veränderung der Länge der Dipolararme als auch durch Variation des Abstandes zur Metallfläche Einfluss genommen werden. Experimentelle Versuche haben ergeben, dass sich je nach Breite der Verbindungsleitung die Impedanz der Dipol-Antenne zusätzlich ändert. Der Grund hierfür liegt am Übergang der Verbindungsleitung zu den Dipolararmen. Die Verbindungsleitung wird dabei als symmetrische Bandleitung ausgeführt, die auf der Vorder- und Rückseite eines Substrates gedruckt wird. Am oberen Ende geht die Verbindungsleitung in die Dipolararme über, so dass sich eine Überlappung der Dipolararme ergibt. Durch eine Veränderung der Dipollänge kann nun eine rein reelle Eingangsimpedanz erzielt werden, so dass nach den zwei $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformatoren wieder eine reelle Impedanz vorliegt.

Die Eingangsimpedanz der Schlitz-Antenne ist, wie bereits angesprochen, von der Größe und Höhe des Hohlkörpers sowie von der Position des Speisepunktes und der Länge des Schlitzes abhängig. Bei der Dimensionierung der Verbindungsleitung müssen somit vor allem die Eingangsimpedanzen berücksichtigt werden, um sowohl den gewünschten Phasenversatz zwischen den Feldkomponenten als auch die Leistungsaufteilung zu erzielen.

3.2.3 Polarisationsumschaltung

Wie oben erwähnt, hängt die Polarisation der Antenne davon ab, auf welcher Seite des Schlitzes ein Dipolarm angeschlossen ist bzw. in welche x-Richtung der Dipolarm gerichtet ist. Diese Abhängigkeit kann für eine bezüglich ihrer Polarisation umschaltbare Schlitz-Dipol-Antenne genutzt werden. Mit Schaltdioden lässt sich die Schlitz-Dipol-Antenne zu einer umschaltbaren LHCP und RHCP Antenne erweitern. Die Polarisationsumschaltung erfolgt mit der Gleichspannung V_{Steuer} , mit der bei zwei Spannungswerten von $V_{\text{Steuer}} = 0 \text{ V}$ und $V_{\text{Steuer}} = 5 \text{ V}$ zwischen einer links-zirkular polarisierten bzw. rechts-zirkular polarisierten Antenne geschaltet werden kann. Das Schaltbild in Abbildung 3.7 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Antenne zusammen mit dem Umschaltnetzwerk aus Dioden, Spulen und Kondensatoren. Die Spulen L dienen dazu, hochfrequente Signale von

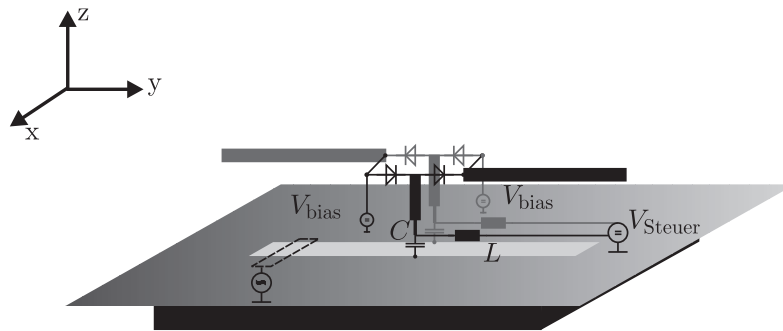


Abbildung 3.7: Prinzipschaltbild einer zwischen LHCP und RHCP umschaltbaren Schlitz-Dipol-Antenne.

der DC-Spannungsquelle zu trennen. Die Kapazitäten C zwischen dem Schlitz und der Verbindungsleitung sorgen für eine Isolation zwischen Gleichspannung und Schlitz-Antenne bzw. Massefläche. Zwischen den Dipolarmen und den Dioden liegt eine konstante Spannung $V_{\text{bias}} = 2,5 \text{ V}$ an, wodurch ein Umschalten bei nur zwei Spannungswerten möglich ist.

Bei einer bezüglich der Polarisation umschaltbaren Schlitz-Dipol-Antenne muss darauf geachtet werden, dass nur Bauteile – in diesem Fall betrifft das zwei Induktivitäten, zwei Kondensatoren und vier Schaltdioden – mit hoher Güte verwendet werden. Verluste in diesen Bauteilen können dadurch minimiert werden, wodurch der Wirkungsgrad und damit der Gewinn der Schlitz-Dipol-Antenne maximiert werden kann.

Für ein Polarisations-Diversity-System ist diese Antenne sehr gut geeignet, da der zusätzliche Aufwand für die benötigten Bauteile im Vergleich zu einer phasenstarr verschalteten Schlitz-Dipol-Antenne gering ist.

3.3 Simulation

3.3.1 Modellierung

Die Modellierung der Antennen und die Simulationen werden mit *Microwave Studio* durchgeführt [41]. Abbildung 3.8 zeigt das simulierte LHCP und RHCP Richtdiagramm einer phasenstarr verschalteten Schlitz-Dipol-Antenne bei einer Frequenz von $2,326 \text{ GHz}$ und bei den Azimutschnitten $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$. Dargestellt ist der

Richtfaktor in dBic, eventuelle Verluste auf den Leitungen und im Substrat sind in dieser Darstellung nicht berücksichtigt. Die Richtcharakteristik weist ein Strahlungsmaximum in

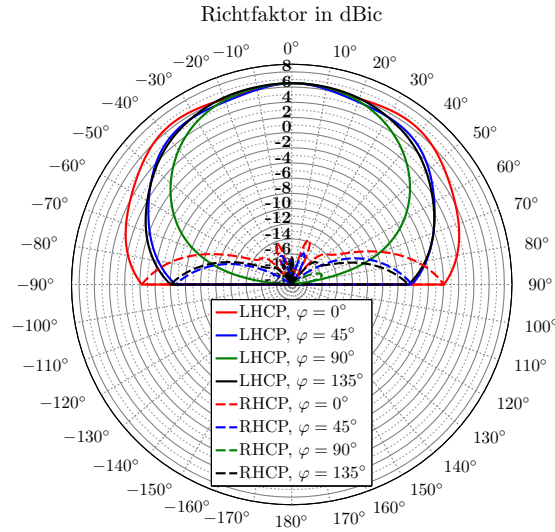


Abbildung 3.8: Simuliertes LHCP und RHCP Richtdiagramm einer phasenstarr verschalteten Schlitz-Dipol-Antenne.

Richtung Zenit auf und ist für die dargestellten Azimutschnitte bezüglich der z-Achse, d.h. der Achse vom Kreismittelpunkt durch $\theta = 0^\circ$, symmetrisch, jedoch bezüglich dem Azimutwinkel φ nicht exakt rund und somit nicht gleichförmig. Die sich für das Richtdiagramme bei dem Azimutschnitt von $\varphi = 0^\circ$ theoretisch ergebene Nullstelle bei $\theta = \pm 90^\circ$ existiert in der Abbildung 3.8 nicht, da in der Simulation keine unendlich ausgedehnte Metallfläche nachgebildet wurde. Bei Vernachlässigung der Verluste ist ein maximaler Richtfaktor von 6,5 dBic zu erwarten. Das Kreuzpolarisationsverhältnis – in diesem Fall das Verhältnis zwischen dem Gewinn bei LHCP und dem Gewinn bei RHCP – ist bei $\theta = 0^\circ$ besser als 22 dB. Folglich sind der Phasenversatz von 90° sowie die Leistungsaufteilung zwischen den Komponenten des elektrischen Feldes ausreichend genau gegeben.

Die Dipollänge beträgt in diesem simulierten Beispiel $l_{\text{Dipol}} = 49,4$ mm und die Schlitzlänge $l_{\text{Schlitz}} = 64,4$ mm. Die Maße des Hohlkörpers betragen dabei bezüglich der Breite, Tiefe und Höhe entsprechend $70 \text{ mm} \times 30 \text{ mm} \times 5,5 \text{ mm}$.

Wie in der Einleitung erwähnt wurde, sind kleine Antennenabmessungen bezüglich einer Wellenlänge Grundvoraussetzung für die Anwendung als Empfangsantenne im Automobilbereich sowie für eine Integration mit Antennen für andere Dienste, die zum Beispiel auf einem Fahrzeugdach montiert werden. Folgender Abschnitt behandelt zum einen die Miniaturisierung der Schlitz-Dipol-Antenne und zum anderen die sich daraus ergebende Möglichkeit, die Form der Richtcharakteristik weiter zu optimieren.

3.3.2 Miniaturisierung und Optimierung

Eine gleichförmigere Richtcharakteristik kann durch geometrische Veränderungen der Schlitz-Antenne und der Dipol-Antenne erreicht werden. Gleichzeitig reduzieren sich dadurch auch die Gesamtabmessungen der phasenstarr verschalteten Schlitz-Dipol-Antenne, wobei die Resonanzfrequenz nicht verändert wird.

Zunächst wird die Dipollänge l_{Dipol} verkürzt und beide Enden der Dipolarme vertikal mit einer Leitung der Länge d_{Dipol} erweitert. In Abbildung 3.9 ist das jeweilige LHCP Richtdiagramm für drei Geometrien einer Dipol-Antenne bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 90^\circ$ gezeigt. Eine Verschaltung mit einer Schlitz-Antenne erfolgt in diesem Beispiel nicht. Es wird hier nur der Azimutschnitt bei $\varphi = 90^\circ$ betrachtet, da vor allem bei diesem

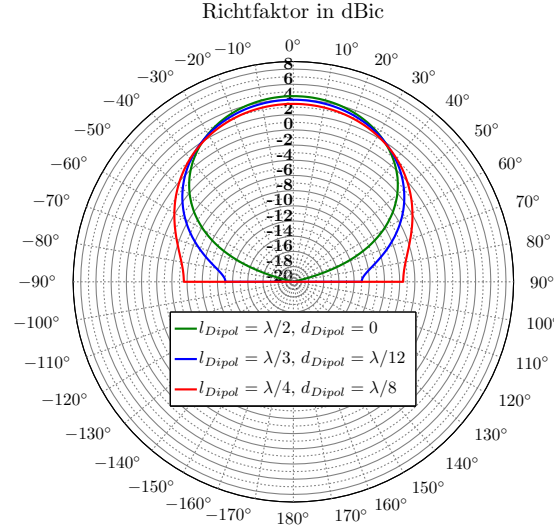


Abbildung 3.9: Simuliertes LHCP Richtdiagramm bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 0^\circ$ für verschiedene Ausführungen der Dipolarme. Die Dipol-Antenne ist in diesem Beispiel nicht mit einer Schlitz-Antenne kombiniert.

Azimutwinkel das Richtdiagramm – wie Abbildung 3.8 zeigt – für Elevationswinkel größer als 20° bzw. kleiner als -20° im Vergleich zu den anderen Azimutwinkeln die geringsten Richtfaktoren aufweist. Die Simulationen zeigen, dass bei länger werdenden vertikalen Dipolarmen der Richtfaktor besonders für niedrige Elevationswinkel zunimmt. Hierfür ist der Strom auf den vertikalen Dipolarmen verantwortlich, der eine zusätzliche vertikale Komponente des elektrischen Feldes bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 90^\circ$ erzeugt. Im Vergleich zu einer Dipol-Antenne ohne vertikale Dipolarme reduziert sich der Richtfaktor bei $\theta = 0^\circ$ durch diese Maßnahme von etwa 4 dBic auf etwa 3 dBic.

Auch eine Schlitz-Antenne kann bei gleich bleibender Resonanzfrequenz in ihren Abmessungen reduziert werden. Eine sogenannte H-Schlitz-Antenne weist an den Enden des Schlitzes zusätzliche Schlitz der Länge d_{Schlitz} auf, die senkrecht zum bestehenden Schlitz verlaufen [42]. Durch diese Geometrie wird die Resonanzfrequenz verringert. Um die gleiche Resonanzfrequenz wie bei einer $\frac{\lambda_0}{2}$ -Schlitz-Antenne zu erhalten, kann die Schlitzlänge l_{Schlitz} der H-Schlitz-Antenne entsprechend verkürzt werden. Abbildung 3.10 zeigt die prinzipielle Struktur der miniaturisierten, phasenstarr verschalteten Schlitz-Dipol-Antenne.

3.4 Struktur und Realisierung

Die Metallstrukturen der Verbindungsleitung sowie jene der Dipol-Antenne sind auf einem gemeinsamen vertikal gerichteten Substrat aufgebracht. Die Metallstruktur der Schlitz-Antenne wird auf die Oberseite eines horizontal liegenden Substrates gedruckt. Die Schlitzbreite w_{Schlitz} wird so gewählt, dass sie der Stärke des vertikal gerichteten Substrates ent-

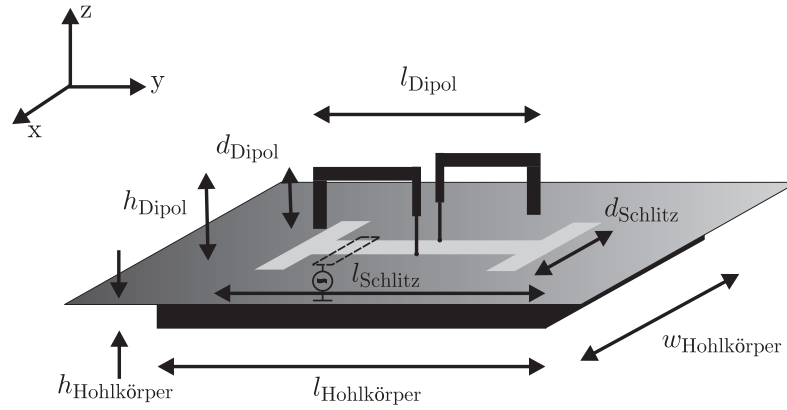


Abbildung 3.10: Miniaturisierte Schlitz-Dipol-Antenne realisiert durch zusätzliche vertikale Dipolarme sowie durch zusätzliche senkrechte Schlitze.

spricht. Die Verbindungsleitung wird als symmetrische Bandleitung ausgeführt und läuft somit auf beiden Seiten des vertikal gerichteten Substrates. Das vertikal gerichtete Substrat wird exakt innerhalb des Schlitzes positioniert und auf Grund der gleichen Abmessungen von Substratstärke und Schlitzbreite können die unteren Enden der Verbindungsleitung auf beiden Seiten mittig am Schlitz verlötet werden. Am oberen Ende der Verbindungsleitung beginnen auf beiden Seiten die Dipolarme, wodurch sich eine sogenannte antipodale Struktur ergibt. Die Länge der Verbindungsleitung l_{Leitung} ist durch die zwei $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungen länger als der Abstand der Dipol-Antenne zur Grundfläche, der $h_{\text{Dipol}} = \frac{\lambda_0}{4}$ beträgt. Deswegen wird eine $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung der Länge l_1 mit hochohmigen Leitungswellenwiderstand $Z_{L,1}$ s-förmig und die zweite $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung mit der Länge l_2 mit niederohmigen Leitungswellenwiderstand $Z_{L,2}$ gerade ausgeführt. Abbildung 3.11 zeigt die prinzipielle Struktur der Verbindungsleitung mit zwei $\frac{\lambda}{4}$ -Transformatoren. Die Speisung der phasenstarr verschal-

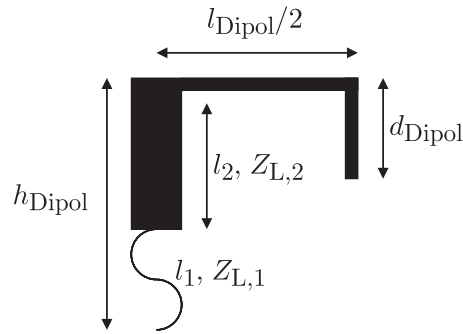


Abbildung 3.11: Verbindungsleitung ausgeführt als symmetrische Bandleitung mit zwei $\frac{\lambda}{4}$ -Transformatoren.

teten Schlitz-Dipol-Antenne erfolgt über eine Koppelleitung, die senkrecht zum Schlitz verläuft und auf die Unterseite des horizontal liegenden Substrates gedruckt ist. In den Abbildungen 3.2, 3.7 und 3.10 ist die Koppelleitung gestrichelt dargestellt. Die Position der Koppelleitung befindet sich versetzt zur Schlitzmitte, wodurch sich eine Eingangsimpedanz von $Z_{\text{in}} = R_{\text{in}} = 50 \Omega$ erzielen lässt [35, 43]. In Abbildung 3.12 ist eine Realisierung einer miniaturisierten und optimierten Schlitz-Dipol-Antenne abgebildet. Die Abbildung

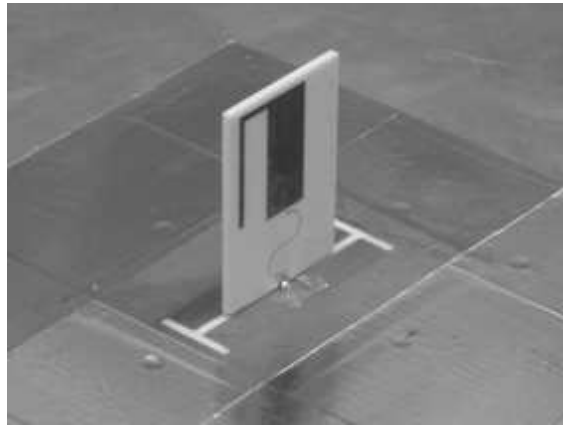


Abbildung 3.12: Realisierung einer miniaturisierten und optimierten Schlitz-Dipol-Antenne für den Empfang von Satellitensignalen im S-Band.

zeigt deutlich die extrem schmale Ausführung dieser zirkular polarisierten Schlitz-Dipol-Antenne. Die Metallstrukturen sind auf ein keramisches Substrat der Stärke $d_{\text{Sub}} = 1,5 \text{ mm}$ mit einer Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 3,38$ und einem Verlustfaktor $\tan \delta = 0,002$ gedruckt. Die Höhe der Antenne beträgt $h_{\text{Dipol}} = 32,2 \text{ mm}$, die Dipollänge $l_{\text{Dipol}} = 20 \text{ mm}$, die Länge der vertikalen Dipolareme $d_{\text{Dipol}} = 17,8 \text{ mm}$, die Schlitzlänge $l_{\text{Schlitz}} = 38 \text{ mm}$, die Länge der vertikalen Schlitzarme $d_{\text{Schlitz}} = 14,5 \text{ mm}$ und die Schlitzbreite $w_{\text{Schlitz}} = 1,5 \text{ mm}$. Der Hohlkörper, der in der Abbildung durch die Grundplatte verdeckt wird, hat eine Breite von $l_{\text{Hohlkörper}} = 40 \text{ mm}$, eine Tiefe von $w_{\text{Hohlkörper}} = 30 \text{ mm}$ und eine Höhe von $h_{\text{Hohlkörper}} = 5,5 \text{ mm}$.

3.5 Messungen

Eingangsimpedanz und Kreuzpolarisationsverhältnis

Abbildung 3.13 zeigt die gemessene Reflexionsdämpfung sowie den Impedanzverlauf von 2,0 GHz bis 2,5 GHz für die in Abbildung 3.12 dargestellte Schlitz-Dipol-Antenne. Eine Reflexionsdämpfung von unter -10 dB kann innerhalb einer Bandbreite von über 100 MHz erzielt werden. Die Reflexionsdämpfung kann in einem weiteren Optimierungsschritt durch Verschieben der Koppelleitung in Richtung Schlitzmitte weiter für die Frequenz von 2,326 GHz optimiert werden, da die Eingangsimpedanz in Richtung Schlitzmitte zunimmt. Die gemessenen Impedanzen von 2,0 GHz bis 2,5 GHz zeigen einen Verlauf im Smith-Diagramm wie er auch für Kopplungsbandfilter typisch ist [44]. Die Schlitz-Antenne sowie die Dipol-Antenne können jeweils als ein Schwingkreis aus einer Induktivität und Kapazität mit einem in Reihe geschalteten Strahlungswiderstand betrachtet werden. Die Verbindungsleitung stellt hierbei das Koppellement zwischen der Schlitz-Antenne und der Dipol-Antenne dar. Bei einer Frequenz von 2,326 GHz – mit (★) im Smith-Diagramm gekennzeichnet – stellt sich die Kopplung zwischen den Antennen so ein, dass das Verhältnis von links-zirkularer und rechts-zirkularer Polarisation am Größten ist. Dies wird bei Betrachtung des Kreuzpolarisationsverhältnisses zwischen dem Gewinn bei LHCP und dem Gewinn bei RHCP deutlich. In Abbildung 3.14 ist der normierte links-zirkulare und rechts-zirkulare Gewinn für den Azimutschnitt bei $\varphi = 0^\circ$ von 2,2 GHz bis 2,45 GHz dargestellt. Die Messungen zeigen, dass sich ein Kreuzpolarisa-

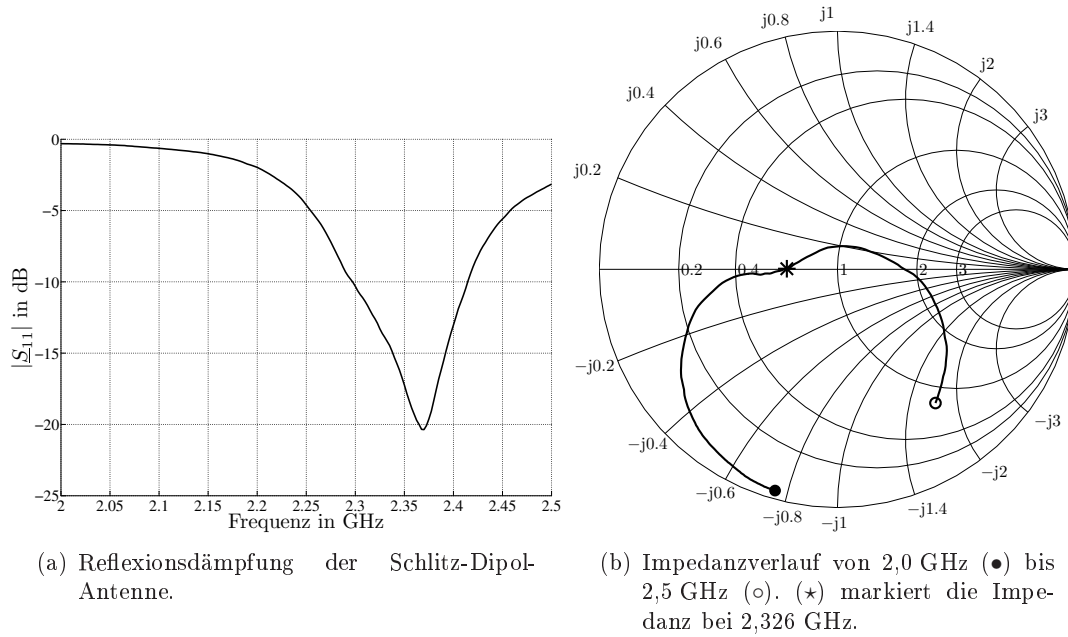


Abbildung 3.13: Gemessene Reflexionsdämpfung und Antennenimpedanz der in Abbildung 3.12 dargestellten Schlitz-Dipol-Antenne.

tionsverhältnis besser als 20 dB innerhalb einer Bandbreite von etwa 20 MHz erzielen lässt.

Richtcharakteristik der Schlitz-Dipol-Antenne

Abbildung 3.15(a) zeigt den gemessenen LHCP und RHCP Gewinn einer Schlitz-Dipol-Antenne bei einer Ausführung der Dipol-Antenne ohne vertikale Dipolararme. Abbildung 3.15(b) zeigt hingegen den gemessenen LHCP und RHCP Gewinn einer Schlitz-Dipol-Antenne mit zusätzlichen vertikalen Dipolararmen der Länge $d_{\text{Dipol}} = 17,8$ mm. Beide Abbildungen zeigen eine Richtcharakteristik, die dem Ergebnis der Simulation in Kapitel 3.3 qualitativ entspricht. Durch die endliche, kreisförmige Metallscheibe ergibt sich im Vergleich zur Simulation ein geringerer Gewinn bei einem Azimutwinkel von $\varphi = 0^\circ$ und den Elevationswinkeln von $\theta = \pm 90^\circ$. Zudem ist eine leichte Welligkeit des Gewinnendiagramms bei demselben Azimutschnitt zu beobachten, was ebenfalls mit der endlichen Metallscheibe zu begründen ist [35]. Das gemessene Strahlungsmaximum in Abbildung 3.15(a) beträgt 5 dBic, wobei die Diskrepanz zwischen Simulation und Messung in den Verlusten im Substrat begründet liegt. Abbildung 3.15(b) zeigt im Vergleich zur Abbildung 3.15(a) ein Gewinnendiagramm mit größerer Halbwertsbreite für den Azimutschnitt von $\varphi = 90^\circ$. Durch die vertikalen Dipolararme wird in diesem Beispiel der Gewinn bei einem Elevationswinkel von $\theta = \pm 70^\circ$ von -6 dBic auf -3 dBic angehoben, was zu einem gleichförmigeren Gewinnendiagramm führt. Da sich jedoch ein höherer Gewinn bei gleichbleibender Reflexionsdämpfung nicht in einer bestimmten Raumrichtung erzielen lässt ohne dabei in anderen Raumrichtungen an Gewinn zu verlieren, reduziert sich der Gewinn bei $\theta = 0^\circ$ um etwa 0,5 dB. Es wird davon ausgegangen, dass bei dieser Betrachtung die Verluste konstant geblieben sind. Eine Gegenüberstellung der Gewinnendiagramme von verschiedenen Ausführungen der Schlitz-Dipol-Antenne, d.h. bei verschiedenen Längen der horizontalen und vertikalen Dipolararme, zeigt Abbildung 3.16.

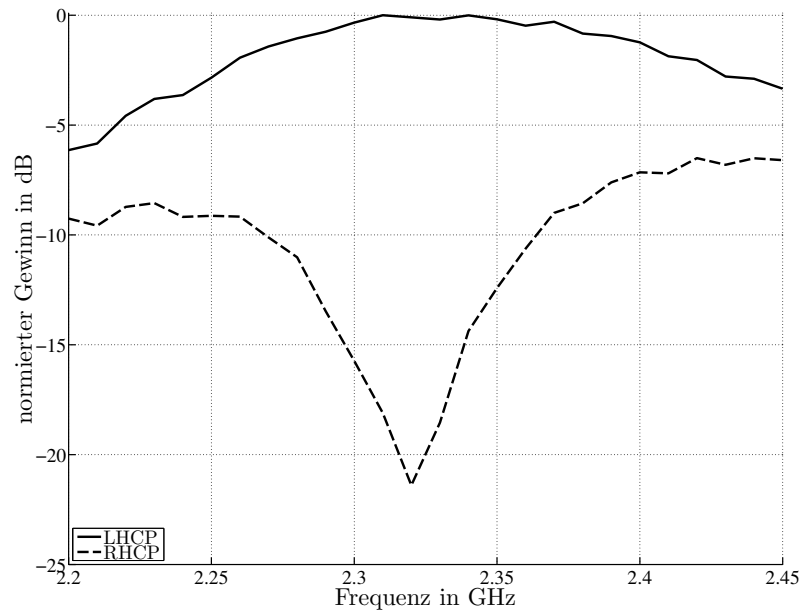


Abbildung 3.14: Normierter LHCP und RHCP Gewinn bei $\theta = 0^\circ$.

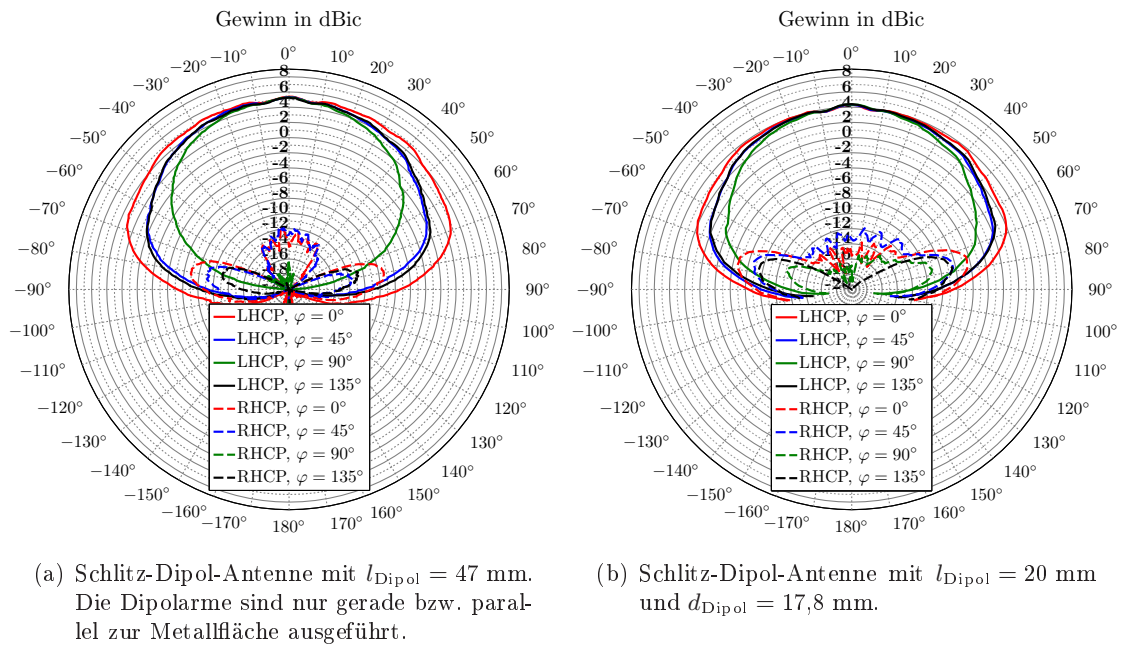


Abbildung 3.15: Gemessene LHCP und RHCP Gewinn diagramme verschiedener Ausführungen der Schlitz-Dipol-Antenne bei einer Frequenz von 2,326 GHz.

Dargestellt ist jeweils nur das Gewinnndiagramm bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 90^\circ$, da diese Feldanteile in der Anregung der Dipol-Antenne begründet liegen. Bei einer sehr

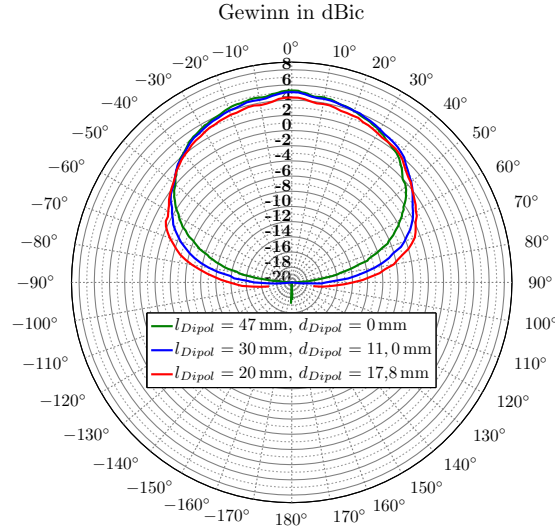


Abbildung 3.16: Gemessene LHCP Gewinnndiagramme verschiedener Schlitz-Dipol-Antennen bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 90^\circ$, bei einer Frequenz von 2,326 GHz und bei den entsprechenden Dipollängen von $l_{\text{Dipol}} = 47$ mm, $l_{\text{Dipol}} = 30$ mm und $l_{\text{Dipol}} = 20$ mm.

kurzen Dipollänge von nur $l_{\text{Dipol}} = 20$ mm reduziert sich der Gewinn im Zenit um weniger als 1 dB. Je nach Anwendung muss ein Kompromiss zwischen der Gleichförmigkeit der Gewinnndiagramme und dem maximalen Gewinn im Zenit gefunden werden.

Wie dieses Kapitel zeigte, ist die optimierte Richtcharakteristik durch eine Strukturveränderung der Dipol-Antennen hervorgerufen worden. Neben dieser Möglichkeit kann aber auch die Struktur und der Aufbau der Schlitz-Antenne so verändert werden, dass sich die Gewinnndiagramme aller Azimutschnitte noch ähnlicher werden. Hierfür könnten zwei Aspekte weiter untersucht werden.

Zum einen würde eine in eine Metallplatte bzw. in ein Fahrzeugdach versenkte Schlitz-Dipol-Antenne dazu führen, dass das elektrische Feld der Schlitz-Antenne bei den Elevationswinkeln $\theta = \pm 90^\circ$ eine Nullstelle auf Grund der sich ergebenden Kanten durch die Vertiefung aufweist. Zum anderen könnte eine vom Fahrzeugdach entkoppelte metallische Grundfläche, die der Grundfläche der Schutzhaube entspricht, dazu führen, dass ebenfalls eine Nullstelle bei den Elevationswinkeln $\theta = \pm 90^\circ$ erzwungen wird. In [35] sind hierfür Richtdiagramme einer Schlitz-Antenne für verschiedene Größen der Grundflächen gezeigt. Eine Grundfläche mit einer Kantenlänge von $\frac{\lambda}{2}$ hat ein Richtdiagramm zur Folge, das einer über einer Metallfläche liegenden $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol-Antenne entspricht, wie es beispielsweise in Abbildung 3.9 für eine Dipollänge von $l_{\text{Dipol}} = \frac{\lambda}{2}$ dargestellt ist. Bei größer werdender Grundfläche nimmt das Richtdiagramm mehr und mehr die Form eines Halbkreises an, wobei gleichzeitig die Welligkeit der Richtdiagramme abnimmt. Ob diese Effekte auch tatsächlich bei einer Verschaltung einer Schlitz-Antenne und einer Dipol-Antenne zu beobachten sind, ist in einem weiteren Schritt zu untersuchen, der jedoch nicht Bestandteil dieser Arbeit ist.

Antennenkombination aus einer Schlitz-Dipol-Antenne und einer gekreuzten Rahmen-Antenne

Für Anwendungen in einem Antennen-Diversity-System wurde die Schlitz-Dipol-Antenne mit einer gekreuzten Rahmen-Antenne zu einer 2-Antennen-Diversity-Kombination angeordnet. Die Schlitz-Dipol-Antenne wurde hierfür mit einer speziell für SDARS-Systeme entwickelten Rahmen-Antenne kombiniert [17]. Um einschätzen zu können, inwieweit die Schlitz-Dipol-Antenne für ein 2-Antennen-Diversity-System geeignet ist, wurde zunächst der Einfluss der Rahmen-Antenne auf die Richtcharakteristik der Schlitz-Dipol-Antenne bei zwei Antennenabständen untersucht. Abbildung 3.17 zeigt bei den Abständen von 6,5 cm und 9 cm die gemessenen Gewinn diagramme der Schlitz-Dipol-Antenne in Anwesenheit der Rahmen-Antenne, die während der Messung mit 50 Ω abgeschlossen war. Bei

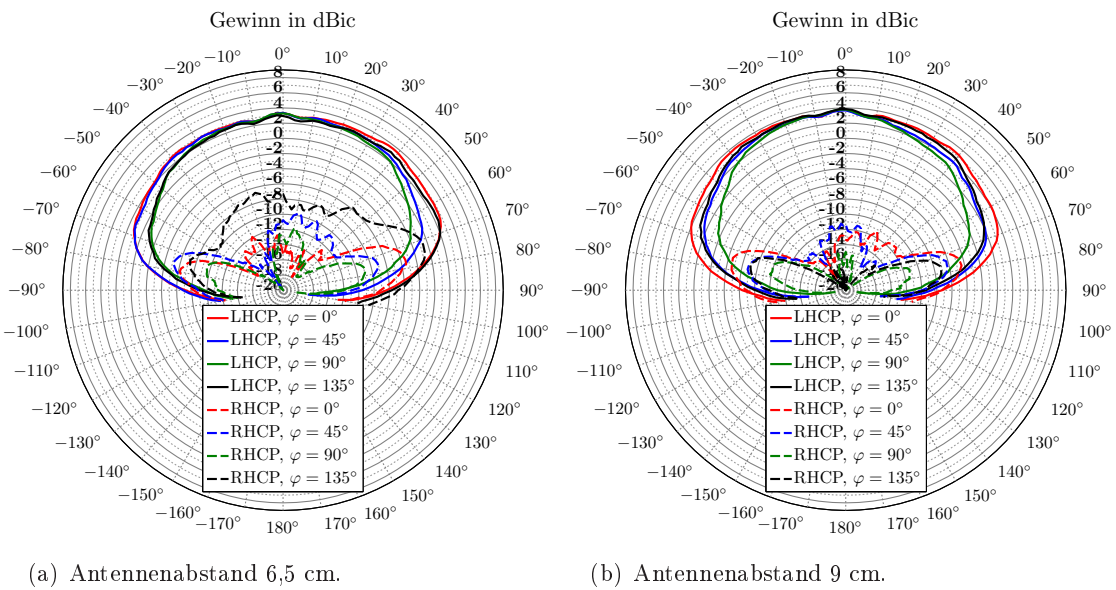


Abbildung 3.17: Gemessene LHCP und RHCP Gewinn diagramme bei einer Frequenz von 2,326 GHz in Anwesenheit einer gekreuzten Rahmen-Antenne.

einem Antennenabstand von nur 6,5 cm ist deutlich eine Verformung der Gewinn diagramme gegenüber der ursprünglichen Form aus Abbildung 3.15(b) zu erkennen. Von einer symmetrischen Richtcharakteristik kann nicht mehr gesprochen werden, da die einzelnen Gewinn diagramme stark verzogen sind. Außerdem hat sich das Strahlungsmaximum bei $\theta = 0^\circ$ von ursprünglich 4 dBic auf 3 dBic reduziert. Das Kreuzpolarisationsverhältnis reduziert sich zudem von mehr als 15 dB – ersichtlich aus Abbildung 3.15(b) – auf etwa 10 dB. Es ist anzunehmen, dass in einem 2-Antennen-Diversity-System diese Antennenanordnung auf Grund der starken Kopplung zu keiner merklichen Empfangsverbesserung führen wird.

Bei einem Antennenabstand von 9 cm sind jedoch derart starke Einflüsse nicht festzustellen. Es kann, wie Abbildung 3.17(b) zeigt, in diesem Fall von einer symmetrischen Richtcharakteristik gesprochen werden. Das Strahlungsmaximum beträgt trotz Anwesenheit der Rahmen-Antenne weiterhin 4 dBic und das Kreuzpolarisationsverhältnis ist ebenfalls weiterhin besser als 15 dB. Der Elevationswinkel $\theta = 35^\circ$ und der Azimutwinkel $\varphi = 0^\circ$

sowie der Elevationswinkel $\theta = -55^\circ$ und der Azimutwinkel $\varphi = 135^\circ$ sind für den nächsten Abschnitt von besonderem Interesse, da diese Winkel den Positionen von zwei Satelliten während einer Testfahrt entsprechen. Der Gewinn der Schlitz-Dipol-Antenne in Kombination mit der Rahmen-Antenne hat sich beim erstgenannten Einfallswinkel im Vergleich zur Einzelantenne um 1 dB verringert. Jedoch nimmt der Gewinn beim zweit genannten Einfallswinkel um 1 dB zu, womit eine leichte Beeinflussung der Rahmen-Antenne auf die Richtcharakteristik der Schlitz-Dipol-Antenne festzustellen ist. Für einen Empfangstest der Audio-Verfügbarkeit in einem Mehrwegeszenario unter realen Bedingungen wird jedoch im Weiteren diese Antennenanordnung gewählt.

3.6 Audio-Verfügbarkeitstest in einem Mehrwegeszenario

Die Schlitz-Dipol-Antenne und die Rahmen-Antenne werden auf einem Fahrzeugdach so angeordnet, dass sie unter der in Abbildung 3.18 gezeigten, aus Kunststoff gefertigten, kommerziellen Schutzhaube montiert werden können und dabei die Innenseite der Schutzhaube nicht berühren. Die Schlitz-Dipol-Antenne wird im vorderen Bereich – schmaler Bereich – und die gekreuzte Rahmen-Antenne im hinteren Bereich – breiter Bereich – unter der Schutzhaube positioniert. Im folgenden Abschnitt werden Satellitensignale von *Sirius*



Abbildung 3.18: 2-Antennen-Diversity-Kombination aus einer Schlitz-Dipol-Antenne und einer gekreuzten Rahmen-Antenne mit danebenstehender Schutzhaube für Automobilanwendungen.

Satellite Radio für den Empfangstest herangezogen. Um die Ergebnisse besser interpretieren zu können, werden zunächst die Richtdiagramme bei den Azimutwinkeln verglichen, die der Haupteinfallrichtung der Satellitensignale entsprechen. Abbildung 3.19 zeigt die Anordnung der Antenne auf dem Fahrzeugdach, sowie die Anordnung der zwei Satelliten, wie sie zur Zeit der Messung vorzufinden waren. Abbildung 3.20(a) zeigt das entsprechende LHCP Gewinnndiagramm der Schlitz-Dipol-Antenne, der gekreuzten Rahmen-Antenne und der Referenz-Antenne bei einem Azimutwinkel von $\varphi = 0^\circ$. Dieser Azimutwinkel entspricht etwa dem Azimutwinkel von einem der zwei Satelliten, wie er während der Testfahrt vorzufinden war. Abbildung 3.20(b) zeigt das entsprechende LHCP Gewinnndiagramm bei einem Azimutwinkel von $\varphi = 135^\circ$. Dieser Azimutwinkel entspricht hingegen dem Azimutwinkel des zweiten Satelliten, wie auch er während der Testfahrt vorzufinden war. Die Schlitz-Dipol-Antenne und die gekreuzte Rahmen-Antenne sind in Kombination vermessen worden, wobei die jeweilige andere Antenne mit $50\,\Omega$ abgeschlossen war. Die Referenz-Antenne hingegen wurde unabhängig von den beiden anderen Antennen vermessen. Bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 0^\circ$ und einem Elevationswinkel von $\theta = 35^\circ$ (entspricht dem

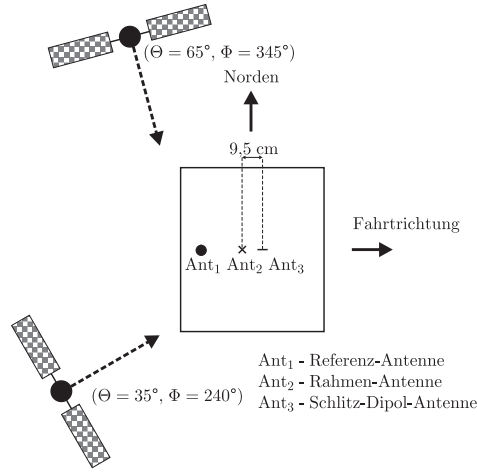


Abbildung 3.19: Anordnung der Schlitz-Dipol-Antenne, der gekreuzten Rahmen-Antenne und der Referenz-Antenne auf dem Fahrzeugdach.

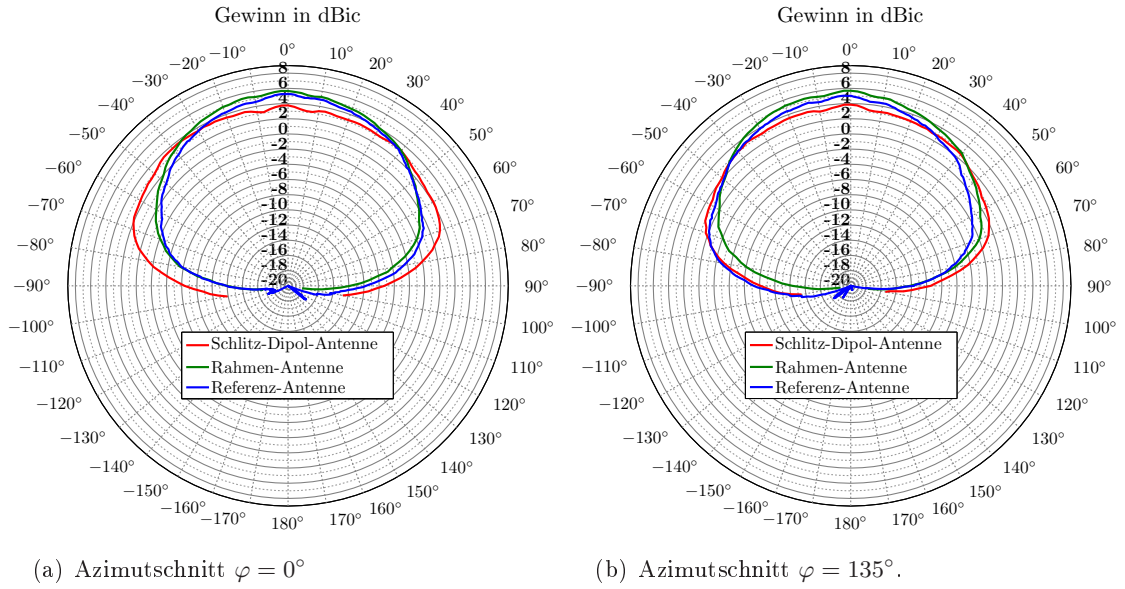


Abbildung 3.20: Gemessene LHCP Gewinnindendiagramme der Schlitz-Dipol-Antenne, der gekreuzten Rahmen-Antenne und der Referenz-Antenne bei verschiedenen Azimutschnitten und einer Frequenz von 2,326 GHz.

Elevationswinkel des Satelliten von $\Theta = 65^\circ$ und dem Azimutwinkel $\Phi = 345^\circ$) ergibt sich aus Abbildung 3.20(a) ein Gewinn von 3,0 dBic für die Schlitz-Dipol-Antenne, 3,7 dBic für die gekreuzte Rahmen-Antenne und 3,5 dBic für die Referenz-Antenne. Bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 135^\circ$ und einem Elevationswinkel von $\theta = -55^\circ$ (entspricht dem Elevationswinkel des Satelliten von $\Theta = 35^\circ$ und dem Azimutwinkel $\Phi = 240^\circ$) ergibt sich aus Abbildung 3.20(b) ein Gewinn von 2,0 dBic für die Schlitz-Dipol-Antenne, 1,0 dBic für die gekreuzte Rahmen-Antenne und ebenfalls 1,0 dBic für die Referenz-Antenne.

Bei Betrachtung der 2-Antennen-Diversity-Kombination bzw. bei Betrachtung der gemessenen Gewinn diagramme ist zu erwarten, dass die Schlitz-Dipol-Antenne bei niedrigen Elevationswinkeln und die gekreuzte Rahmen-Antenne bei hohen Elevationswinkeln jeweils einen etwas besseren Beitrag zum Empfang leisten. In einem Mehrwegeszenario ergänzen sich die Antennen jedoch für alle Elevationswinkel.

Die Audio-Verfügbarkeit der 2-Antennen-Diversity-Kombination wird im Folgenden mit der Audio-Verfügbarkeit eines Ein-Antennen-Systems bestehend aus der Referenz-Antenne, die eine planare Antenne in Mikrostreifentechnik darstellt, verglichen. Die Messdaten basieren hier auf einer Testfahrt, wie sie im Anhang näher erläutert wird. In Tabelle 3.1 sind die Verfügbarkeiten des Audiosignals aufgelistet, die sich aus den Messungen der Einzelantennen bzw. der Antennenkombination ergeben [9]. Bei einem niedrigen Ele-

Audio-Verfügbarkeit	$\Theta = 35^\circ, \Phi = 235^\circ$	$\Theta = 65^\circ, \Phi = 345^\circ$
Referenz-Antenne	10,0 %	86,8 %
Schlitz-Dipol-Antenne	17,0 %	72,0 %
gekreuzte Rahmen-Antenne	14,6 %	83,0 %
2-Antennen-Diversity-System	24,1 %	95,9 %

Tabelle 3.1: Audio-Verfügbarkeit bei verschiedenen Elevationswinkeln eines 2-Antennen-Diversity-Systems bestehend aus der Schlitz-Dipol-Antenne und einer gekreuzten Rahmen-Antenne im Vergleich zur Referenz-Antenne.

vationswinkel von $\Theta = 35^\circ$ ist bezüglich der Einzelverfügbarkeit die Schlitz-Dipol-Antenne – wie auch der Vergleich der Gewinne zeigte – sowohl der Referenz-Antenne als auch der gekreuzten Rahmen-Antenne überlegen. Die Mittelwertdifferenz zwischen den Signalen, die mit der Schlitz-Dipol-Antenne und der gekreuzten Rahmen-Antenne empfangen wurden, beträgt bei diesem Elevationswinkel etwa 0,8 dB. Ein 2-Antennen-Diversity-System aus Schlitz-Dipol-Antenne und gekreuzter Rahmen-Antenne erreicht bei niedrigem Elevationswinkel eine Audio-Verfügbarkeit von 24,1 % gegenüber einer Audio-Verfügbarkeit von nur 10,0 % bei Verwendung der Referenz-Antenne.

Bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ und bei Verwendung der Referenz-Antenne ergibt sich eine Audio-Verfügbarkeit von 86,8 %. Die Audio-Verfügbarkeit kann jedoch auf 95,9 % erhöht werden, wenn eine 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der Schlitz-Dipol-Antenne und der gekreuzten Rahmen-Antenne zum Einsatz kommt. Beim Vergleich der Audio-Verfügbarkeit beider Einzelantennen ist die gekreuzte Rahmen-Antenne auf Grund ihres höheren Gewinns bei diesem Elevationswinkel der Schlitz-Dipol-Antenne etwas überlegen. Der mittlere Empfangspegel der gekreuzten Rahmen-Antenne – berechnet aus den aufgezeichneten Signalen – ist bei diesem Elevationswinkel etwa 0,9 dB höher als der mittlere Empfangspegel der Schlitz-Dipol-Antenne. Dies stimmt qualitativ mit der gemessenen höheren Audio-Verfügbarkeit der gekreuzten Rahmen-Antenne überein.

Zu diesen Ergebnissen ist anzumerken, dass zwar rauscharme externe Verstärker für die Schlitz-Dipol-Antenne und die Referenz-Antenne verwendet wurden, diese jedoch über ein kurzes Verbindungskabel an die Antennenfußpunkte angeschlossen wurden. Die Referenz-Antenne hingegen war ohne Verbindungskabel direkt an den Eingang eines rauscharmen Verstärkers angeschlossen. In Kapitel 2 wurde jedoch gezeigt, dass die in den Verbindungskabeln auftretenden Verluste sich negativ auf das SNR auswirken. Somit kann unter Verwendung von rauscharmen Verstärkern, die direkt an die Antennenfußpunkte der Schlitz-Dipol-Antenne bzw. der gekreuzten Rahmen-Antenne angeschlossen sind, mit einer durchaus noch höheren Audio-Verfügbarkeit des 2-Antennen-Diversity-Systems gerechnet werden.

Abbildung 3.21 zeigt einen Ausschnitt der aufgezeichneten Signale bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 35^\circ$ und $\Theta = 65^\circ$, die mit der Schlitz-Dipol-Antenne und der gekreuzten Rahmen-Antenne empfangen wurden. Abbildung 3.21(a) lässt – wie schon

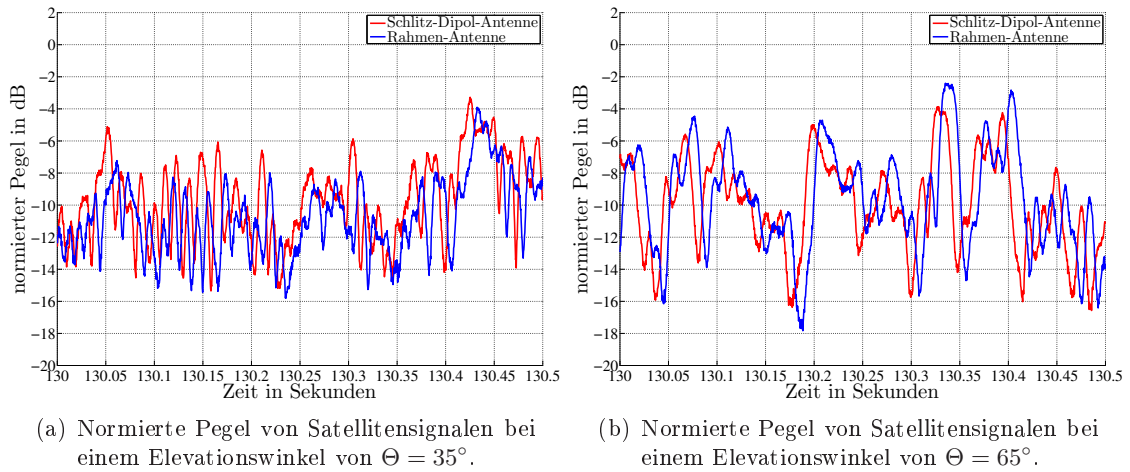


Abbildung 3.21: Aufgezeichnete Satellitensignale mit der Schlitz-Dipol-Antenne und der gekreuzten Rahmen-Antenne bei verschiedenen Elevationswinkeln.

angesprochen – in diesem Ausschnitt erkennen, dass für niedrige Elevationswinkel die Schlitz-Dipol-Antenne etwas höhere Signalpegel als die gekreuzte Rahmen-Antenne liefert. Umgekehrt verhält es sich jedoch für hohe Elevationswinkel, wie auch die Messung der Audio-Verfügbarkeit schon gezeigt hat. Zudem fällt auf, dass Signaleinbrüche bei einem niedrigen Elevationswinkel sehr viel häufiger als bei einem hohen Elevationswinkel auftreten. Der Grund liegt wohl auch hier am zurückgelegten Weg der Satellitensignale durch die Vegetation, der leicht vorstellbar für niedrige Elevationswinkel länger ist als für hohe Elevationswinkel.

Bei Betrachtung der Verteilungsdichten der Satellitensignale bei beiden Elevationswinkeln lässt sich auch die generell geringe Audio-Verfügbarkeit bei einem niedrigen Elevationswinkel erklären. Abbildung 3.22 zeigt für die Elevationswinkel $\Theta = 35^\circ$ und $\Theta = 65^\circ$ die Verteilungsdichte der Satellitensignale, die mit der Schlitz-Dipol-Antenne empfangen wurden. Abbildung 3.22(a) zeigt deutlich, dass ein Großteil der Signale nahe der Rauschgrenze vorliegen und somit auch das SNR geringer ist als bei einem hohen Elevationswinkel. Dies bestätigt Abbildung 3.22(b), die – wie auch schon in Kapitel 2 angesprochen – eine für ein Mehrwegeszenario typische Rayleigh-Verteilungsfunktion darstellt.

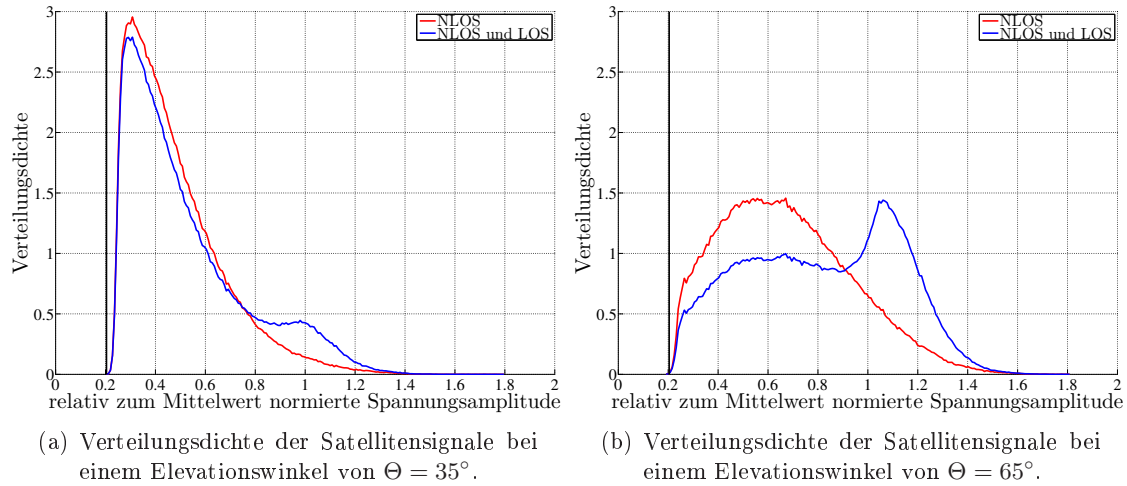


Abbildung 3.22: Verteilungsdichte der mit der Schlitz-Dipol-Antenne empfangenen und aufgezeichneten Satellitensignale bei verschiedenen Elevationswinkeln.

Die Kreuz-Kovarianz, die bezüglich den Pegelwerten in Abbildung 3.23 dargestellt ist, entspricht bei $\tau = 0$ s und bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ ungefähr der Kreuz-Kovarianz, wie sie sich auch bei Verwendung von zwei planaren Antennen in einem Abstand von 9 cm ergibt. Bei $\tau = 0$ s ergibt sich für den Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ eine Kreuz-Kovarianz von $c_{xy}(0) = 0,71$. Zum Vergleich beträgt die Kreuz-Kovarianz zwischen den planaren Antennen Ant₁ und Ant₂ – vergleiche Abbildung 2.7(b) und Abbildung 2.12 – beim gleichen Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ etwa $c_{xy}(0) = 0,72$ bzw. $c_{xy}(0) = 0,75$ zwischen den Antennen Ant₃ und Ant₄. Eine etwas geringere Kreuz-Kovarianz ergibt sich für die Schlitz-Dipol-Antenne und die gekreuzte Rahmen-Antenne bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 35^\circ$, bei dem die Kreuz-Kovarianz $c_{xy}(0) = 0,66$ beträgt.

Dies zeigt somit, dass bei alleiniger Betrachtung der Kreuz-Kovarianz keine Aussage über die Audio-Verfügbarkeit gemacht werden kann. Nur mit Hinzunahme der Verteilungsdichte können die aufgezeichneten Signale entsprechend interpretiert werden.

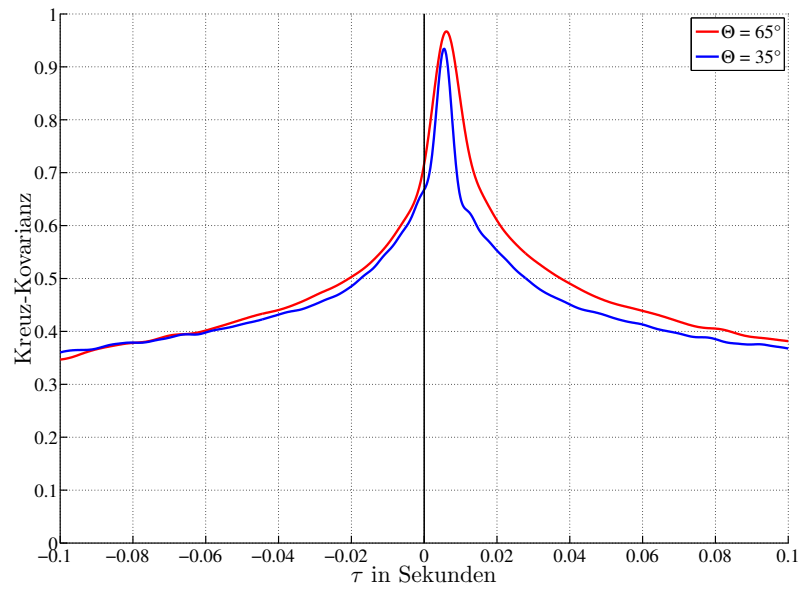


Abbildung 3.23: Kreuz-Kovarianz zwischen der Schlitz-Dipol-Antenne und der gekreuzten Rahmen-Antenne bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 35^\circ$ und $\Theta = 65^\circ$. Der Antennenabstand beträgt 9 cm.

4 Antennenkombination für GEO-Satellitensysteme mit terrestrischen Sendestationen

4.1 Konzept

Am Ende von Kapitel 3 wurde eine 2-Antennen-Diversity-Kombination aus einer Schlitz-Dipol-Antenne und einer im Abstand von 9 cm positionierten gekreuzten Rahmen-Antenne behandelt. Eine deutliche Empfangsverbesserung wurde in einem Mehrwegeszenario im Vergleich zu einem Ein-Antennen-System erzielt. Die Schlitz-Dipol-Antenne und die gekreuzte Rahmen-Antenne unterscheiden sich bezüglich ihres Strahlungsmaximums und ihrer Strahlungsform nicht wesentlich. Untersuchungen zeigten, dass bei einem noch geringeren Abstand als 9 cm die Kopplung der Antennen stark zunimmt, so dass sich die Richtcharakteristik der Antennen stark verformt. Es kann somit davon ausgegangen werden, dass im Falle eines Antennenabstandes von deutlich unter 9 cm keine wesentliche Empfangsverbesserung mit solch einem 2-Antennen-Diversity-System im Vergleich zu einem Ein-Antennen-System erzielt werden kann.

In diesem Kapitel werden Kombinationen verschiedener Antennentypen für GEO-Satellitensysteme mit terrestrischen Sendestationen untersucht. Für ein GEO-Satellitensystem weisen die im Folgenden vorgestellten Antennenkombinationen vor allem bei Kombination von gleichgephasten Antennensignalen optimierte Richtcharakteristiken auf [45]. Im Unterschied zur bereits vorgestellten Antennenkombination aus Kapitel 3 sind diese Antennen räumlich nicht voneinander getrennt, sondern sind an einem Einbauort positioniert, d.h. die jeweiligen Phasenzentren der Antennen befinden sich auf einer gemeinsamen Achse senkrecht zu einer Metallfläche. Abbildung 4.1 zeigt das für ein GEO-Satellitensystem im Folgenden untersuchte Antennen-Diversity-Konzept bestehend aus verschiedenen Antennentypen. Der Einfallswinkel von GEO-Satellitensignalen ist – wie in Kapitel 2 an einem

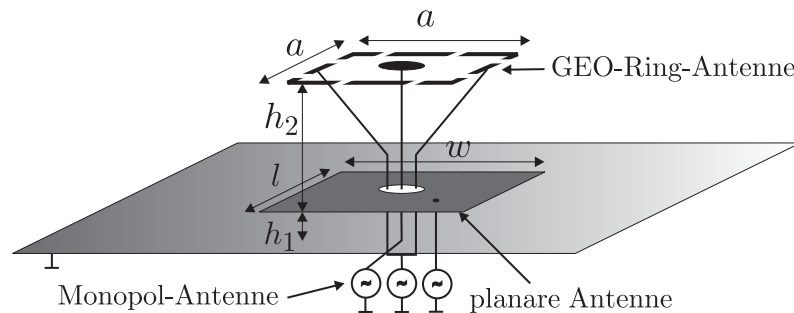


Abbildung 4.1: Konzept für eine 3-Antennen-Diversity-Kombination bestehend aus einer planaren Antenne, einer GEO-Ring-Antenne und einer Antenne für terrestrische Signale.

Beispiel bei direkter Sichtverbindung zwischen Empfänger und Satellit gezeigt wurde – in Regionen wie Europa oder Nordamerika aus niedrigen Elevationswinkeln, etwa zwischen 20° und 60° , zu erwarten. Hohe Elevationswinkel von $\Theta \geq 60^\circ$ zwischen Empfänger und Satellit kommen in diesen Breitengraden kaum vor. Trotzdem sind für den Empfang von

GEO-Satellitensignalen planare Antennen wie Mikrostreifen-Antennen weit verbreitet, obwohl sie für ein solches Satellitensystem nicht unbedingt eine optimale Richtcharakteristik aufweisen. Die in [14, 15, 16, 20] vorgestellten Antennen in Mikrostreifentechnik weisen alle ein Strahlungsmaximum in Richtung Zenit auf. In Empfangsszenarien ohne Mehrwegeausbreitung sind die Empfangseigenschaften dieser Antennen jeweils ausreichend. Pegel einbrüche, die bei Mehrwegeempfang zusammen mit einem niedrigen Elevationswinkel verstärkt auftreten, erfordern jedoch ein Antennen-Diversity-Konzept.

Eine Antenne mit einem Strahlungsmaximum bei $\theta = \pm 45^\circ$ und einer Nullstelle im Zenit und zum Horizont weist gerade für GEO-Satellitensysteme eine optimale Richtcharakteristik auf. Durch Erzeugung eines homogenen Strombelags auf einer Ringstruktur kann eine solche Richtcharakteristik erzielt werden.

Der Einfallswinkel von terrestrischen Signalen, die bei den erwähnten SDARS-Systemen ausschließlich in Ballungsgebieten empfangen werden können, liegt im Gegensatz dazu etwa zwischen $80^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ bzw. $-90^\circ \leq \theta \leq -80^\circ$. Für diese Empfangssituation bietet sich eine vertikale Monopol-Antenne an.

Eine Verschaltung von den aufgezählten Antennentypen hat bei direkter Sichtverbindung eine geschwenkte Richtcharakteristik zur Folge, wodurch so in bevorzugten Richtungen ebenfalls ein erhöhter Gewinn erzielt werden kann. Ebenso kann bei Mehrwegeempfang eine Überlagerung gleichgephaster Antennensignale zu einem erhöhtem SNR führen.

Im Folgenden werden die verschiedenen Antennen zunächst jeweils als Einzelantennen und anschließend in Kombinationen aus jeweils zwei Antennen untersucht. Beispiele zu resultierenden schwenkbaren Richtcharakteristik durch Verschaltung der Antennen werden aufgezeigt, um die mögliche Empfangsverbesserung bei niedrigen Elevationswinkeln zu verdeutlichen.

Hierzu werden eine planare Antenne zusammen mit einer Ring-Antenne, sowie eine planare Antenne zusammen mit einer Monopol-Antenne betrachtet. Sie werden bezüglich ihrer Richtcharakteristik und ihres Koppelverhaltens untersucht, wobei der gegenseitige Einfluss auf die jeweilige Richtcharakteristik bei dieser Untersuchung im Vordergrund steht. Außerdem wird der Vorteil einer Überlagerung der Gewinn diagramme einer planaren Antenne und Monopol-Antenne sowie einer planaren Antenne und Ring-Antenne gegenüber einem Ein-Antennen-System aufgezeigt.

4.2 Planare Antenne mit großer Halbwertsbreite in Elevationsrichtung

Eine planare Antenne ist, bedingt durch ihre einfache Speisemöglichkeit, einfache Fertigung und kostengünstige Herstellung, für den Empfang von Satellitensignalen im Automobilbereich weit verbreitet. Sie zeichnet sich durch eine gleichförmige und symmetrische Richtcharakteristik, durch ein Strahlungsmaximum in Richtung Zenit und durch eine große Halbwertsbreite aus, weshalb sie gerade für GEO-Satellitensysteme in schwierigen Empfangssituationen keine optimale Richtcharakteristik aufweist. In der Literatur sind zahlreiche Varianten von planaren Antennen vorgestellt, die speziell für SDARS-Anwendungen konzipiert wurden [14, 15, 16, 20]. Damit planare Antennen in Fahrzeugen verbaut werden können, müssen sie auf ein Substrat mit hoher Dielektrizitätszahl gedruckt werden, um die Kantenlänge von $\frac{\lambda_0}{2}$ auf eine Kantenlänge von $\frac{\lambda_{\text{eff}}}{2}$ zu reduzieren. Je nach Material muss hierbei aber mit nicht vernachlässigbaren dielektrischen Verlusten gerechnet werden.

Im Folgenden wird eine planare Antenne im S-Band betrachtet, deren flache Struktur es ermöglicht, weitere Antennen zu tragen, welche in ihrer Mitte positioniert werden

können. Die so entstehende Antennenkombination weist dann eine Grundfläche von etwa $33 \text{ mm} \times 33 \text{ mm}$ auf, die der einer herkömmlichen Einzelantenne entspricht.

4.2.1 Struktur und Speisung

Neben kreisförmigen planaren Antennen in Mikrostreifentechnik sind rechteckige Ausführungen von planaren Antennen in Mikrostreifentechnik möglich. Letztere werden in dieser Untersuchung herangezogen.

In der Literatur sind verschiedene Speisemöglichkeiten für rechteckige planare Antennen aufgeführt, die bei entsprechender Geometrie ein zirkular polarisiertes Feld erzeugen [36]. Erfolgt die Speisung der planaren Antenne an zwei Punkten, ist ein Speisenetzwerk erforderlich, um einen Phasenversatz von 90° zwischen den beiden Speiseströmen zu erhalten und somit ein zirkular polarisiertes elektrisches Feld zu erzeugen. Erfolgt die Speisung der Antenne genau auf einer der beiden Diagonalen und wird ein bestimmtes ungleiches Längenverhältnis zwischen den Kanten eingehalten, so kann mit nur einem Speisepunkt ein zirkular polarisiertes Feld erzeugt werden. Ein zusätzliches Speisenetzwerk ist bei diesem Vorgehen nicht erforderlich, wodurch Verluste im Speisenetzwerk vermieden werden können.

Die Drehrichtung des elektrischen Feldes hängt von der Wahl der Diagonalen ab, wodurch sich entweder ein links-zirkular oder rechts-zirkular polarisiertes Feld ergibt. Ein Nachteil dieser Speisetechnik ist die schmalbandige Eingangsanpassung und das schmalbandige Kreuzpolarisationsverhältnis.

Die hier vorgestellte planare Antenne unterscheidet sich von herkömmlichen planaren Antennen durch eine Aussparung in der Mitte der Antenne [46]. Diese Strukturänderung ermöglicht die Positionierung von weiteren Diversity-Antennen innerhalb der Aussparung.

4.2.2 Stromverteilung und Richtcharakteristik

Abbildung 4.2 zeigt vier Momentaufnahmen des Strombelags auf einer für SDARS-Anwendungen konzipierten planaren Antenne mit kreisförmiger Aussparung. Die Antenne wird dabei an einem Punkt auf der Diagonalen der rechteckigen Metallstruktur gespeist. Die Abbildungen 4.2(a)-(d) zeigen einen zirkulierenden Strom auf der Antenne, wodurch sich ein zirkular polarisiertes Fernfeld der Antenne ergibt. Abbildung 4.3 zeigt zu diesem Aufbau die gemessenen LHCP und RHCP Gewinn diagramme. Trotz kreisförmiger Aussparung bleibt eine symmetrische und gleichförmige Richtcharakteristik erhalten. Bei einer Frequenz von 2,339 GHz beträgt das gemessene Gewinnmaximum etwa 4 dBic bei einem Elevationswinkel von $\theta=0^\circ$. Die Halbwertsbreite beträgt in diesem Beispiel $\theta_{\text{HB}} = 100^\circ$. Simulationen der planaren Antenne ergeben einen Richtfaktor von etwa 6,2 dBic [46]. Die Diskrepanz bezüglich des gemessenen Gewinns und simulierten Richtfaktors liegt an den dielektrischen Verlusten im Substrat. Durch eine Optimierung des Kreuzpolarisationsverhältnisses zwischen links-zirkularer und rechts-zirkularer Polarisation, die in diesem Fall im Zenit etwa 13 dB beträgt, kann der LHCP Gewinn zudem weiter verbessert werden. Ein höherer Gewinn in Richtung Zenit könnte durch einen größeren Abstand zwischen Antenne und Massefläche erreicht werden. Diese Maßnahme ist jedoch bei Anwendungen einer planaren Antenne für den Empfang von GEO-Satellitensignalen auf Grund der damit verbundenen Reduzierung des Gewinns bei Elevationswinkeln von $\theta \leq 45^\circ$ nicht sinnvoll.

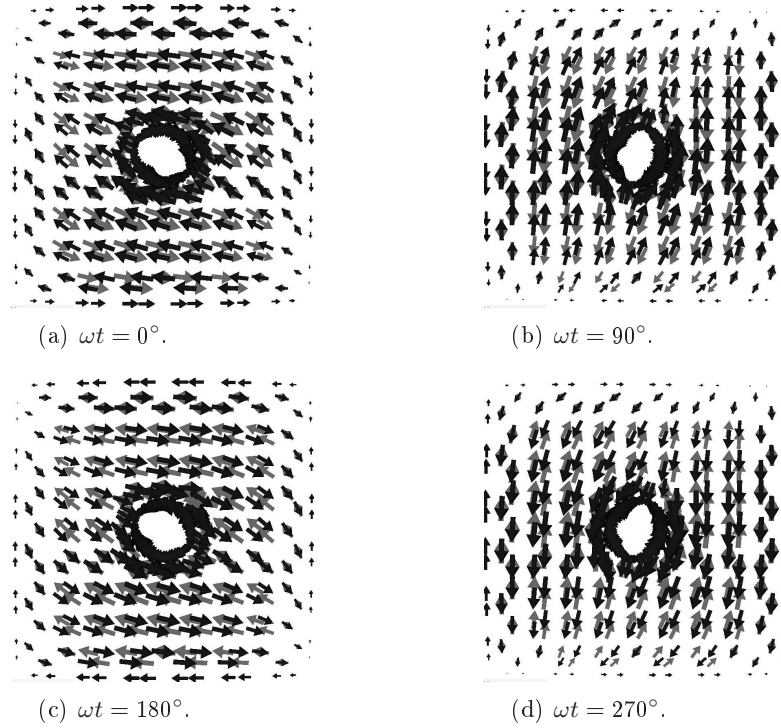


Abbildung 4.2: Momentaufnahmen des simulierten Strombelags auf der planaren Antenne.

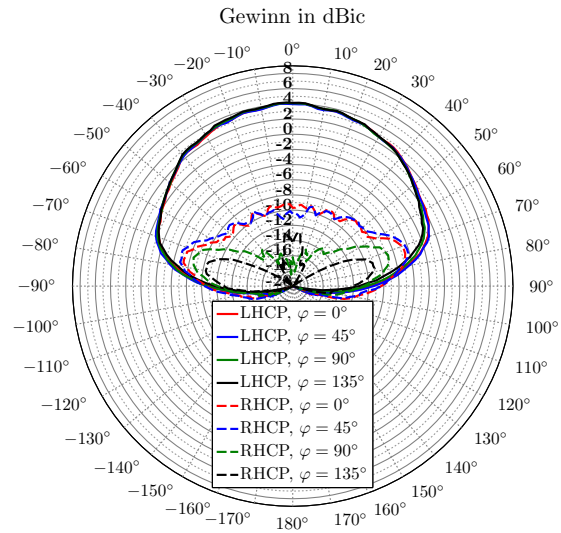


Abbildung 4.3: Gemessene LHCP und RHCP Gewinn diagramme bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$.

4.3 Ring-Antenne mit optimaler Richtcharakteristik für niedrige Elevationswinkel

4.3.1 Bekannte Ring-Antennen

Zirkular polarisierte kreisförmige planare Antennen in Mikrostreifentechnik weisen eine Richtcharakteristik mit einer Nullstelle im Zenit auf, wenn sie im TM_{21} -Mode betrieben werden [47]. Das Strahlungsmaximum der in [47] vorgestellten Antenne liegt bei 2,295 GHz etwa bei $\theta = \pm 36^\circ$, wobei die Antenne auf einem Dielektrikum mit $\varepsilon_r = 1,1$ einen Durchmesser von etwa 11 cm aufweist.

Basierend auf diesem Prinzip wurde für den Empfang von zirkular polarisierten Satellitensignalen im S-Band in [22] eine planare Antenne in Mikrostreifentechnik vorgestellt, die zusätzlich durch eine Aussparung in der Ringmitte mit einer Monopol-Antenne zu einer Polarisations-Diversity-Antenne erweitert wird. Der Nachteil einer im TM_{21} -Mode betriebenen kreisförmigen planaren Antenne ist der im Gegensatz zum TM_{11} -Grundmode etwa doppelt so große Durchmesser. Mit einem Substrat mit entsprechend großer Dielektrizitätszahl kann zwar die Antennenabmessung bei gleicher Resonanzfrequenz in Abhängigkeit des Verkürzungsfaktors reduziert werden, jedoch nehmen dann der Richtfaktor, die Bandbreite und der Wirkungsgrad der Antenne ab [36]. Außerdem ist eine Speisung der Antenne, die im TM_{21} -Mode betrieben werden soll, an vier Punkten vorteilhaft, um eine zirkulare Polarisation zu bewirken und darüber hinaus unerwünschte Moden zu unterdrücken [47]. Dies erfordert zwangsweise ein komplexes Speisetzwerk.

Eine Ring-Antenne über einer Metallfläche mit einem Umfang $U \ll \lambda_0$ weist – bedingt durch den sich ergebenden konstanten Strombelag – eine Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum bei etwa $\theta = \pm 45^\circ$. Im Gegensatz zu der eben beschriebenen planaren Antenne in Mikrostreifentechnik erfolgt hier die Speisung an nur einer Stelle, wodurch zwar ein komplexes Speisetzwerk entfällt, jedoch – bedingt durch den Strombelag – nur eine horizontale Komponente des elektrischen Fernfeldes existiert. Bei einer idealen Speisung der Ringstruktur kann davon ausgegangen werden, dass keine vertikale Komponente des elektrischen Feldes existiert, so dass sich eine linear polarisierte Antenne ergibt. Durch den – im Vergleich zu einer Wellenlänge – kleinen Umfang ergibt sich auf der Ringstruktur eine homogene horizontale Stromverteilung, die für eine Nullstelle der Richtcharakteristik bei $\theta = 0^\circ$ sorgt. Eine unter der Ring-Antenne horizontal liegende Metallfläche – vgl. Abbildung 4.4(a) – sorgt für eine Hauptstrahlrichtung in die obere Hemisphäre und eine weitere Nullstelle der Richtcharakteristik bei $\theta = \pm 90^\circ$. Für den Empfang von Satellitensi-

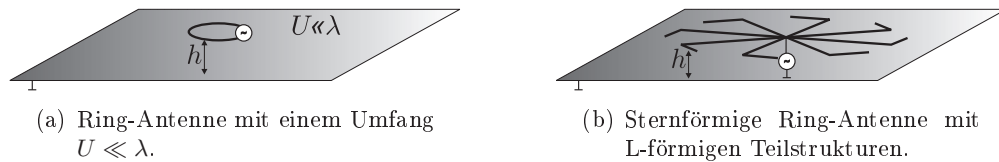


Abbildung 4.4: Verschiedene Ausführungen von Ring-Antennen mit konstanter horizontaler Strombelegung.

gnalen ist eine Ring-Antenne dieser Größe, d.h. bei einem Umfang, der sehr viel kleiner ist als die Wellenlänge, jedoch nicht geeignet, da der Strahlungswiderstand nur wenige Ohm beträgt. Der Wirkungsgrad der Antenne reduziert sich dadurch drastisch, da die ohmschen Verluste der Metallstrukturen größer sein können, als der Strahlungswiderstand [36]. Eine

Anpassung an $50\ \Omega$ ist zudem schwer realisierbar, da bei Anpassung zum Beispiel mit einem $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformator dieser eine sehr breite Leitung aufweisen würde.

Eine Ring-Antenne mit einem größeren Umfang würde zwar einen größeren Strahlungswiderstand zur Folge haben, jedoch würde sich keine homogene Stromverteilung auf der Ringstruktur ergeben. Dies hätte unmittelbar unsymmetrische und bezüglich der Azimutschnitte unterschiedliche Gewinn diagramme zur Folge. Eine homogene Stromverteilung bei einem Ringumfang in der Größenordnung von einer Wellenlänge kann jedoch zum Beispiel dadurch erzeugt werden, indem die Ringstruktur in kleinere Strukturen unterteilt wird, die zusammen von einer gemeinsamen Quelle gespeist werden [36].

In [19] werden, auf diesem Prinzip basierend, acht L-förmige Leiterstreifen sternförmig angeordnet, die horizontal über einer Metallfläche liegen, wie in Abbildung 4.4(b) veranschaulicht. In der Antennenmitte werden die L-förmigen Leiterstreifen zusammengeführt und von einer Spannungsquelle gespeist. Die Metallstrukturen werden hierbei auf einem Substrat gedruckt. Zusätzlich wird – in Abbildung 4.4(b) nicht berücksichtigt – über der sternförmigen Anordnung ein parasitäres kreisförmiges Element positioniert. Durch die symmetrische Anordnung der L-förmigen Leiterstreifen wird eine homogene Stromverteilung in der horizontalen Ebene erzielt. Dieser Aufbau ist jedoch für den Automobilbereich auf Grund des in [19] angegebenen Antennendurchmessers von etwa 7,9 cm für eine Mittelfrequenz von 2,3385 GHz nicht geeignet.

Eine Antenne mit homogenen Strombelag kann jedoch auch durch Einfügen von Kapazitäten in die Ringstruktur erzeugt werden. In [48, 49] wurde erstmalig eine solche Ring-Antenne mit einem Strahlungsmaximum bei $\theta = \pm 45^\circ$ und kleinen Abmessungen im Bereich von $\frac{\lambda}{4}$ vorgestellt. Im Folgenden wird eine auf diesem Prinzip basierende Ring-Antenne für eine Anwendung im S-Band vorgestellt, die eine Größe von nur $29\text{ mm} \times 29\text{ mm}$ und eine Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum bei $\theta = \pm 45^\circ$ und einer Nullstelle bei $\theta = 0^\circ$ sowie bei $\theta = \pm 90^\circ$ aufweist. Bedingt durch ihre Größe ist diese sogenannte GEO-Ring-Antenne für eine Montage auf einem Fahrzeugdach unter eine Schutzhaube sehr gut geeignet.

4.3.2 Funktionsprinzip einer GEO-Ring-Antenne mit eingefügten Kapazitäten

Wie bereits angesprochen wurde, geht bei größer werdendem Ringumfang die homogene Strombelegung auf der Ringstruktur in eine inhomogene über. Durch Hinzufügen von Kapazitäten kann dies jedoch verhindert werden, da sich die auf der Ringstruktur ändernde Phase des Stroms mit diesen wieder zurückdrehen lässt. Abbildung 4.5 verdeutlicht das Prinzip der GEO-Ring-Antenne, in deren Ringstruktur Kapazitäten eingefügt sind. Die Struktur stellt so eine Serienschaltung aus Serienresonanzkreisen dar, die durch die Kapazitäten und durch die als Induktivitäten angenommenen hochohmigen Leitungen realisiert werden. Die Antennenimpedanz setzt sich somit aus der Reihenschaltung des Strahlungswiderstandes R_s , des Verlustwiderstandes R_v und eines Blindwiderstandes X zusammen. Abbildung 4.6 zeigt das Ersatzschaltbild, wie es sich für die GEO-Ring-Antenne ergibt. Um eine gleichförmige und symmetrische Richtcharakteristik zu erhalten, müssen alle Kapazitäten gleich groß sowie alle Verbindungsleitungen bzw. Induktivitäten gleich lang sein, so dass dann

$$L_{\text{ges}} = L_1 + L_2 + \dots + L_n = NL \quad \text{mit } n = 1, 2, \dots, N \quad (4.1)$$

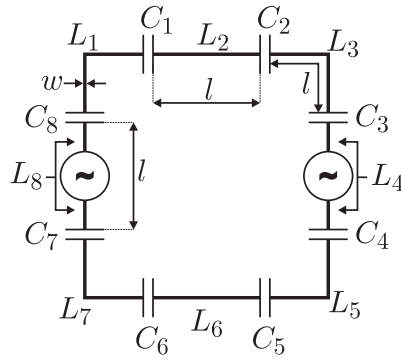


Abbildung 4.5: Prinzipieller Aufbau der GEO-Ring-Antenne mit eingefügten Kapazitäten.

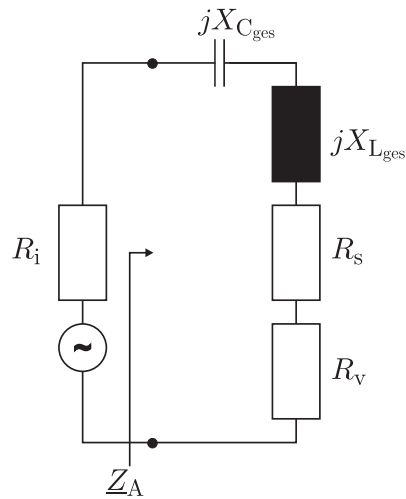


Abbildung 4.6: Ersatzschaltbild der GEO-Ring-Antenne aus Strahlungswiderstand, Verlustwiderstand und einer Serienresonanzschaltung.

bzw.

$$C_{\text{ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n} = \frac{N}{C} \quad \text{mit } n = 1, 2, \dots, N \quad (4.2)$$

gilt. Die Antennenimpedanz \underline{Z}_A ergibt sich folglich mit Gleichung (4.3).

$$\underline{Z}_A = R_s + R_v + j \left(\omega L_{\text{ges}} - \frac{1}{\omega C_{\text{ges}}} \right) \quad (4.3)$$

Bei entsprechender Dimensionierung der Kapazitäten und Induktivitäten kann eine rein reelle Impedanz erzielt werden. Dabei ergibt sich die gewünschte gleichförmige und symmetrische Richtcharakteristik mit einer Nullstelle im Zenit und in der Horizontalen sowie einem Strahlungsmaximum bei etwa $\theta = \pm 45^\circ$, vorausgesetzt die Ring-Antenne ist über einer Metallfläche montiert. Wenn die Gleichungen (4.1) und (4.2) gelten, genügt es einen Serienresonanzkreis stellvertretend für die gesamte Struktur zu betrachten. Eine rein reelle Antennenimpedanz ergibt sich dann, wenn Gleichung (4.4) gilt.

$$\text{Im}(\underline{Z}_A) = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (4.4)$$

Bei gegebener Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ und gegebener Induktivität L ergibt sich dann für die Kapazität C

$$C = \frac{1}{\omega^2 L}, \quad (4.5)$$

wobei sich die Kapazität C eines quadratisch ausgeführten Plattenkondensators mit der Fläche A bzw. der Kantenlänge a und dem Plattenabstand d mit Gleichung (4.6) berechnen lässt.

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{a \cdot a}{d} \quad (4.6)$$

Zur Bestimmung der Induktivität L wird zunächst folgender Ansatz betrachtet.

Die Verbindungsleitungen der Länge l werden als ein Drahtstück mit einem Durchmesser $d = 1$ mm über einer Massefläche angenommen, so dass es einer Hochfrequenzleitung mit hochohmigem Wellenwiderstand entspricht. In [50] wird für ein Drahtstück der Länge l , für das

$$l \ll 30 \cdot d \quad (4.7)$$

gilt, von einer Induktivität L ausgegangen, die sich mit Gleichung (4.8) berechnen lässt.

$$L = K \cdot l \frac{\text{nH}}{\text{cm}} \quad (4.8)$$

In [50] wird der Korrekturfaktor K bei einer Frequenz von 2,339 GHz mit etwa 8,2 angegeben. Bei der in diesem Kapitel vorgestellten GEO-Ring-Antenne beträgt die Länge der Verbindungsleitung 9,5 mm, so dass bei einer Frequenz von 2,339 GHz nach Gleichung (4.6) eine Kapazität von ca. 0,59 pF erforderlich ist, um die Antenne in Resonanz betreiben zu können. Bei einem 0,76 mm starken Substrat mit einer Dielektrizitätszahl von $\varepsilon_r = 3,66$ ergibt sich bei quadratischer Ausführung eines Plattenkondensators eine Kantenlänge $a = 3,72$ mm. Unter Berücksichtigung der in Abhängigkeit des Plattenabstandes auftretenden Randstreuung reduziert sich die Kantenlänge auf etwa $a = 2,96$ mm. In experimentellen Untersuchungen ist eine Kantenlänge des Plattenkondensators von $a = 2,98$ mm

ermittelt worden. Somit ergibt sich zwischen der theoretischen Herleitung und der experimentellen Untersuchung eine gute Übereinstimmung.

Gleichung (4.5) zeigt, dass bei gleichbleibender Resonanzfrequenz die Kapazitätswerte geändert werden müssen, sobald sich die Größe des Ringumfangs bzw. die Länge der Verbindungsleitungen zwischen den Kapazitäten ändern. So müssen bei kleiner werdendem Ringumfang und bei gleicher Anzahl an Kondensatoren die Kapazitäten größer gewählt werden, da die Induktivität einer Verbindungsleitung kleiner wird. Umgekehrt müssen die Kapazitäten kleiner gewählt werden, falls bei gleichbleibender Anzahl an Kondensatoren der Ringumfang größer gewählt wird. Neben der Länge der Verbindungsleitungen beeinflusst auch die Höhe der Verbindungsleitung über der Metallfläche die Induktivität der Verbindungsleitung. Dies ist insbesondere bei der späteren Kombination der GEO-Ring-Antenne mit der planaren Antenne zu beachten, da die planare Antenne wie eine erhöhte Massefläche auf die GEO-Ring-Antenne bzw. auf die Verbindungsleitungen wirkt. So nimmt die Induktivität mit größer werdendem Abstand zur Massefläche genauso wie länger werdende Verbindungsleitungen zu. Um die Induktivität nun auch unter Berücksichtigung des Abstands zur Massefläche ermitteln zu können, wird die Berechnung des Wellenwiderstandes einer Mikrostreifenleitung herangezogen. Die Induktivität einer Leitung der Länge l berechnet sich allgemein mit Gleichung (4.9) zu

$$L = L' \cdot l, \quad (4.9)$$

wobei der Induktivitätsbelag L' einer Mikrostreifenleitung nach [51] mit

$$L' = \frac{\varepsilon_{r,\text{eff}}}{c_0 \cdot C'} \quad (4.10)$$

und der Kapazitätsbelag C' mit

$$C' = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}}{c_0 \cdot Z_L} \quad (4.11)$$

ermittelt werden kann. Der Leitungswellenwiderstand Z_L berechnet sich aus der Leitungsbreite w und dem Abstand h der Leitung zur Massefläche nach [51] mit Gleichung (4.12).

$$Z_L = \frac{42,4}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \cdot \ln \left[1 + \frac{4h}{w} \cdot \left(\left(\frac{14 + \frac{8}{\varepsilon_r}}{11} \right) \frac{4h}{w} + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\varepsilon_r}}{11} \right)^2 \left(\frac{4h}{w} \right)^2 + \frac{\pi^2}{2} \left(1 + \frac{1}{\varepsilon_r} \right)} \right) \right] \quad (4.12)$$

Bei Verwendung der Gleichungen (4.9)-(4.12) zur Berechnung der Induktivität L ergibt sich für 2,339 GHz dann die Kantenlänge eines Plattenkondensators zu $a = 2,93$ mm. Hierbei wurde davon ausgegangen, dass sich zwischen den Verbindungsleitungen und der Metallfläche ausschließlich Luft als Dielektrikum befindet. Das Substrat, auf das die Verbindungsleitungen gedruckt werden, wurde hierbei nicht berücksichtigt. Bei der Berechnung wurde eine Leiterbreite $w = 1,0$ mm, ein Abstand $h = 11,5$ mm und eine Dielektrizitätszahl $\varepsilon_r = 1$ angenommen.

Für eine erste Abschätzung der Kapazität unter Berücksichtigung der Antennenhöhe genügt somit die Berechnung des Wellenwiderstandes der Verbindungsleitung mit Hilfe der

Theorie zu Mikrostreifenleitungen.

4.3.3 Struktur, Speisung und Antennenimpedanz

Die Metallstrukturen der GEO-Ring-Antenne werden auf ein Substrat gedruckt, welches horizontal über einer Metallfläche liegt. Die quadratische Ringstruktur, die durch Plattenkondensatoren in regelmäßigen Abständen unterbrochen wird, verläuft auf der Unter- und Oberseite des Substrates, welches in diesem Beispiel 13 mm oberhalb der Metallfläche liegt. Zwischen den Kapazitäten verlaufen 1 mm breite Verbindungsleitungen, die – wie bereits erwähnt wurde – durch ihren hochohmigen Wellenwiderstand als Induktivitäten betrachtet werden können und dabei abwechselnd auf der Unter- und Oberseite des Substrates verlaufen.

Die Speisung der Ringstruktur erfolgt bei der realisierten Antenne an zwei gegenüberliegenden Punkten, an denen die Verbindungsleitung zwischen zwei Kapazitäten aufgetrennt wird. Grundsätzlich kann die Speisung der Ring-Struktur mit nur einer Speisequelle erfolgen, jedoch werden aus Symmetriegründen zwei Speisepunkte bevorzugt. Simulationen zeigen, dass mit zwei Speisepunkten eine symmetrische und gleichförmige Richtcharakteristik erzielt werden kann. Bei Verschaltung von mehreren Antennen wird außerdem so eine bessere Entkopplung zwischen den Antennen erzielt.

Bei der Dimensionierung der Zuleitung vom Antennenfußpunkt zur Ringstruktur ist zu beachten, dass sich mit zwei gegenüberliegenden Speisepunkten auf Grund der Symmetrie eine um die Hälfte reduzierte Eingangsimpedanz im Vergleich mit nur einem Speisepunkt ergibt. Abbildung 4.7(a) zeigt die simulierten Antennenimpedanzen von 2,0 GHz bis 2,5 GHz jeweils mit nur einem Speisepunkt und mit zwei Speisepunkten. Die Simula-

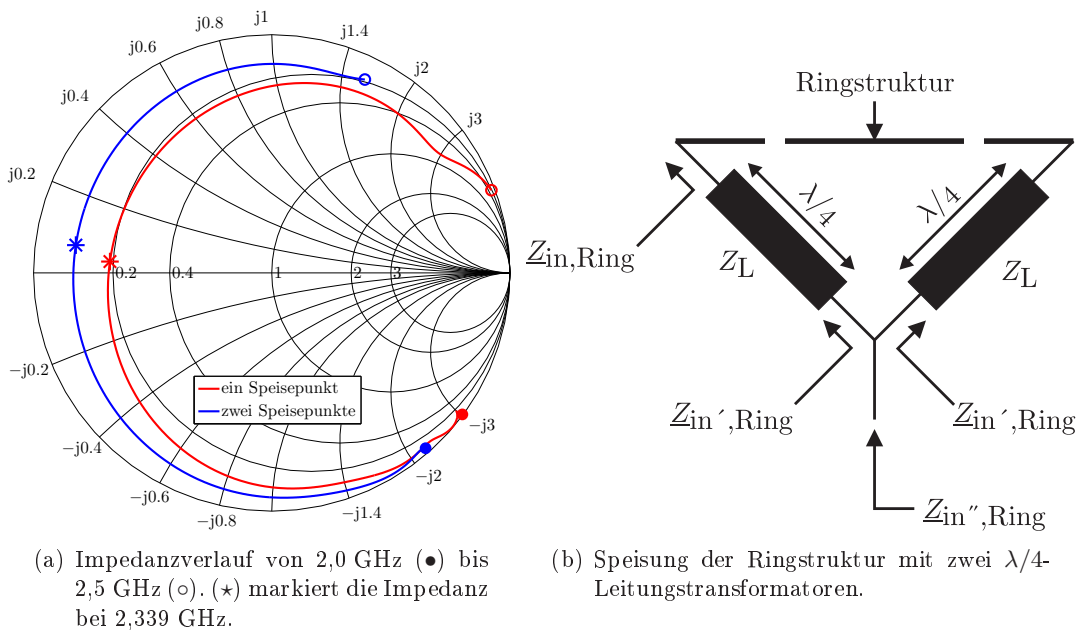


Abbildung 4.7: Gemessene Eingangsimpedanz und Zuleitung der GEO-Ring-Antenne.

tion zeigt, dass bei 2,339 GHz (*) die Struktur nicht exakt in Resonanz betrieben wird, da ein sehr kleiner, aber vernachlässigbarer Imaginärteil der Antennenimpedanz vorhan-

den ist. Auf die Form der Richtcharakteristik hat diese Abweichung keinen Einfluss. Bei der sich in diesem Beispiel ergebenden Resonanzfrequenz von 2,339 GHz beträgt die Antennenimpedanz mit nur einem Speisepunkt etwa $10\ \Omega$. Die Antennenimpedanz reduziert sich um die Hälfte auf $5\ \Omega$, wenn die Ringstruktur an zwei Punkten gespeist wird. Diese bei einer Höhe von 13 mm und einer Kantenlänge von 25 mm ermittelte niederohmige reelle Eingangsimpedanz $Z_{\text{in},\text{Ring}}$ wird mit Hilfe eines $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformators nach $Z_{\text{in}',\text{Ring}} = 100\ \Omega$ transformiert, wie es in Abbildung 4.7(b) dargestellt ist. Hierfür wird an zwei gegenüberliegenden Stellen der aufgetrennten Ringstruktur jeweils eine symmetrische Bandleitung angeschlossen. Beide Bandleitungen verlaufen auf einem vertikalen Substrat, welches auch als Abstandshalter der GEO-Ring-Antenne zur Metallfläche fungiert. Durch eine anschließende Parallelschaltung der beiden Bandleitungen wird eine Eingangsimpedanz von $Z_{\text{in}'',\text{Ring}} = 50\ \Omega$ erzielt.

4.3.4 Strombelegung und Richtcharakteristik

Abbildung 4.8 zeigt vier Momentaufnahmen des Strombelags auf der Ringstruktur. Die Speisung erfolgt dabei gegenphasig an zwei gegenüberliegenden Punkten, wobei die Kapazitäten und Induktivitäten so gewählt sind, dass sich eine reelle Antennenimpedanz ergibt. Die jeweiligen Abbildungen zeigen, dass sich zu jedem Zeitpunkt ein homogener Strom-

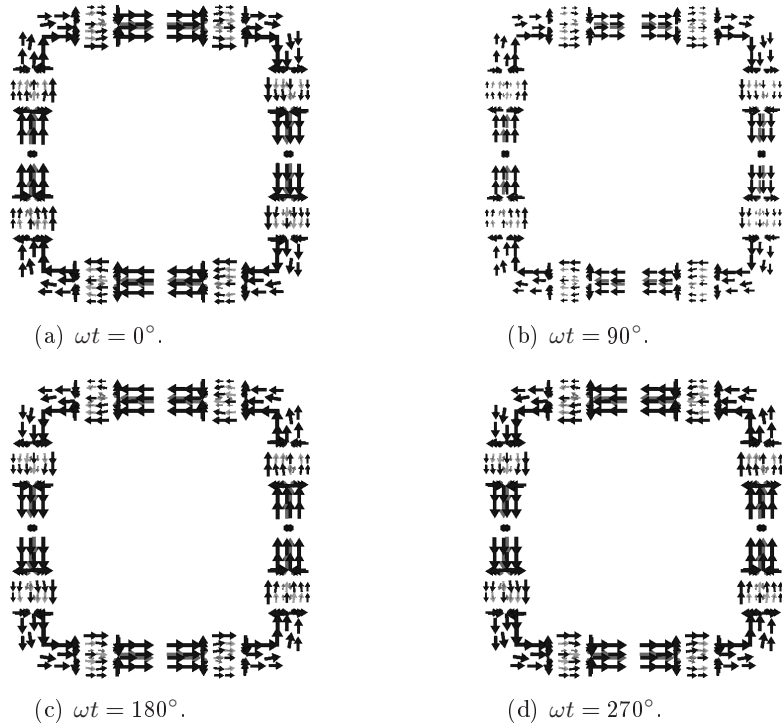


Abbildung 4.8: Momentaufnahmen des simulierten Strombelags auf der Ringstruktur.

belag auf der Ringstruktur einstellt. Im Gegensatz zur Abbildung 4.2 bildet sich somit entlang der Ringstruktur kein Strommaximum bzw. -minimum aus.

Abbildung 4.9 zeigt für diese Ringstruktur den gemessenen linear polarisierten Gewinn der GEO-Ring-Antenne bei einer Frequenz von 2,34 GHz. Durch den homogenen

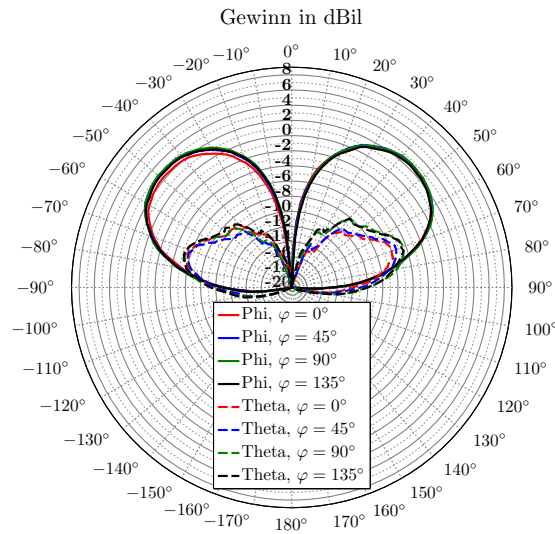


Abbildung 4.9: Gemessene horizontal und vertikal polarisierte Gewinn diagramme der GEO-Ring-Antenne bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$.

horizontalen Strombelag bildet sich ein symmetrisches und gleichförmig horizontal polarisiertes Feld aus. Die Gewinn diagramme weisen ein Strahlungsmaximum von 3 dBil bei $\theta = \pm 45^\circ$ und eine Nullstelle bei $\theta = 0^\circ$ und $\theta = \pm 90^\circ$ auf. In diesem Beispiel ist ein kleiner Anteil eines vertikal polarisierten elektrischen Feldes vorhanden, welches durch die Bandleitung hervorgerufen wird. Durch leichtes Abstimmen der Kapazitäten lässt sich die Richtcharakteristik diesbezüglich weiter optimieren. Simulationen zeigen, dass theoretisch ein Richtfaktor von etwa 5,5 dBil bei horizontaler Polarisation erreicht werden kann. Beim Vergleich mit dem gemessenen Strahlungsmaximum kann die Diskrepanz nur mit auftretenden Verlusten im Substrat begründet werden.

Die Messungen bestätigen jedoch, dass diese GEO-Ring-Antenne bedingt durch ihre Richtcharakteristik für den Empfang von GEO-Satellitensignalen hervorragend geeignet ist.

4.4 Antenne für terrestrische Signale

Wie in der Einleitung erwähnt wurde, werden die nordamerikanischen SDARS-Systeme durch terrestrische Sendestationen vor allem in städtischen Gebieten unterstützt, um den Empfang zum Beispiel in Straßenschluchten bei Abschattung durch fehlende Sichtverbindung zu den Satelliten zu ermöglichen. Für diese Szenarien sind die oben betrachteten Antennentypen auf Grund ihrer Richtcharakteristik nicht geeignet, da sowohl die GEO-Ring-Antenne sowie die planare Antenne eine Nullstelle in Richtung Horizont bei $\theta = \pm 90^\circ$ aufweisen. Der Einfallswinkel von terrestrisch gesendeten Signalen liegt jedoch im Bereich von $80^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ bzw. $-90^\circ \leq \theta \leq -80^\circ$. Hierfür eignet sich bekanntermaßen am besten eine Monopol-Antenne, da sie ein Strahlungsmaximum in der Horizontalen für alle Azimutwinkel von $0^\circ \leq \varphi < 360^\circ$ aufweist.

Die Strukturen der Monopol-Antenne verlaufen – wie die Zuleitung der GEO-Ring-Antenne – auf einem vertikal gerichteten Substrat. Auf Grund der geringen Höhe von

nur 13 mm wird die Monopol-Antenne mit einer kreuzförmigen Dachkapazität auf der Oberseite des horizontalen Substrates verbunden, um die Monopol-Antenne elektrisch zu verlängern. Eine zusätzliche parallele Kapazität am Fußpunkt der Antenne wird zusätzlich benötigt, um eine ausreichend gute Anpassung an $50\ \Omega$ zu erzielen. Abbildung 4.10 zeigt den mit Simulationen ermittelten Transformationsweg der Monopol-Antenne. Die

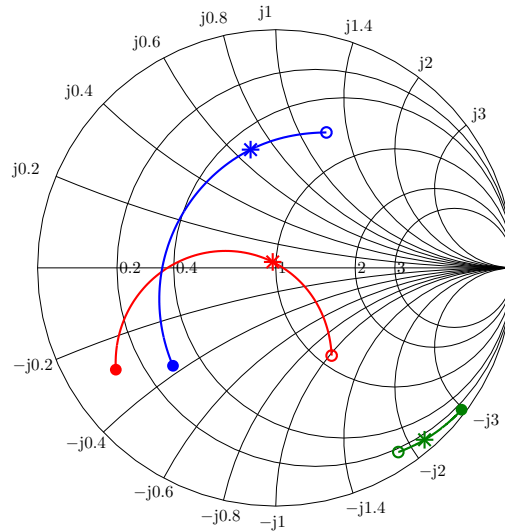


Abbildung 4.10: Simulierter Impedanzverlauf von 2,0 GHz (●) bis 2,5 GHz (○) der Monopol-Antenne ohne Dachkapazität (grün), mit Dachkapazität (blau) und einer zusätzlichen, parallel geschalteten Kapazität am Antennenfußpunkt (rot). (★) markiert die entsprechende Impedanz bei 2,339 GHz.

Monopol-Antenne wird in der Mitte der planaren Antenne positioniert, wodurch sie auf Grund der Symmetrie und auf Grund ihres ausschließlich vertikal polarisierten Feldes von der planaren Antenne entkoppelt ist. Das vertikal polarisierte Feld ergibt sich aus der homogenen vertikalen Stromverteilung auf der Metallstruktur.

4.5 Antennenkombinationen

Die beschriebenen Antennentypen lassen sich hervorragend auf Grund ihrer elektrischen Eigenschaften zu Antennenkombinationen für GEO-Satellitensysteme verschalten. Obwohl die Antennen unmittelbar am gleichen Einbaupunkt positioniert werden, kann davon ausgegangen werden, dass sich die Antennen nicht gegenseitig bezüglich ihrer jeweiligen Richtcharakteristik beeinflussen. Der Grund hierfür liegt – wie in den oberen Abschnitten angesprochenen wurde – an den unterschiedlichen Strombelägen auf den jeweiligen Metallstrukturen. Die planare Antenne weist einen zirkulierenden inhomogenen Strombelag, die GEO-Ring-Antenne einen horizontalen homogenen Strombelag und die Monopol-Antenne einen vertikalen homogenen Strombelag auf.

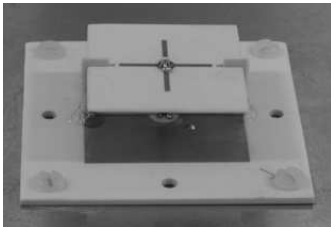
Die Kombination einer planaren Antenne und einer Monopol-Antenne wurde bereits in [24] für SDARS-Anwendungen vorgestellt, wobei nur der Aspekt eines Polarisations-Diversity-Systems behandelt wurde. Durch Umschalten von der planaren Antenne auf die Monopol-Antenne können sowohl zirkular polarisierte Satellitensignale als auch vertikal polarisierte terrestrische Signale aus horizontaler Richtung empfangen werden.

Die in diesem Abschnitt gezeigte Kombination unterscheidet sich zu [24] durch eine bessere Entkopplung der Antennen sowie einer einfacheren Speisetechnik der planaren Antenne mit nur einem Speisepunkt. Außerdem wird diese Antennenkombination nicht nur unter dem Aspekt der Polarisationsumschaltung betrachtet, sondern auch unter dem Aspekt einer Verschaltung, die eine verbesserte links-zirkular polarisierte Richtcharakteristik für sehr niedrige Elevationswinkel zwischen $-90^\circ \leq \theta \leq -70^\circ$ bzw. $70^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ bewirkt.

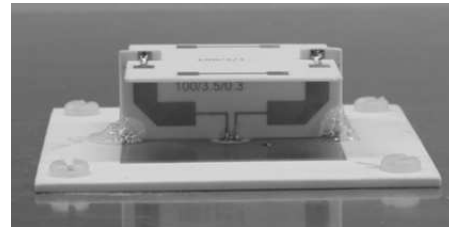
Die Verschaltung der planaren Antenne mit der GEO-Ring-Antenne wird ebenfalls betrachtet, wobei diese Antennenkombination für die Elevationswinkel zwischen $-70^\circ \leq \theta \leq -20^\circ$ bzw. $20^\circ \leq \theta \leq 70^\circ$ eine verbesserte Richtcharakteristik hervorruft.

Mit einer Antennengruppe aus identisch aufgebauten planaren Antennen ist es grundsätzlich auch möglich, eine schwenkbare Richtcharakteristik durch entsprechende Phasendifferenzen zu realisieren. Um die Kopplung zwischen den einzelnen Antennenelementen zu minimieren, ist der Elementabstand dabei möglichst groß zu wählen. Eine Antennengruppe aus planaren Antennen mit dem dafür benötigten Abstand zwischen den Antennen würde jedoch dann unter einer Schutzhaube für Automobilantennen keinen Platz finden.

Abbildung 4.11(a) zeigt die realisierte Antennenkombination aus einer planaren Antenne und einer Monopol-Antenne, Abbildung 4.11(b) zeigt hingegen die realisierte Antennenkombination aus einer planaren Antenne und der GEO-Ring-Antenne. Die Metallstrukturen sind auf einem keramischen Substrat mit einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 3,66$ und einem Verlustfaktor von $\tan \delta = 0,0037$ gedruckt. Die Substratstärke der planaren Antenne beträgt 1,5 mm, die der Ring-Antenne und Monopol-Antenne 0,76 mm. Für diese Antennenkombination wird insgesamt nur ein Volumen von 33 mm x 33 mm x 14 mm benötigt.



(a) Antennenkombination aus planarer Antenne und Monopol-Antenne mit kreuzförmiger Dachkapazität.



(b) Antennenkombination aus planarer Antenne und GEO-Ring-Antenne.

Abbildung 4.11: Realisierte Antennekombinationen für GEO-Satellitensysteme.

Eingangsimpedanz und Koppelverhalten

Eine gute Entkopplung zwischen den Antennen ist die Voraussetzung für eine anschließende Kombination bzw. Verschaltung der Antennen. Nur so kann sichergestellt werden, dass sich dann die Richtcharakteristik jeder Antenne nicht verformt. Abbildung 4.12 zeigt für die planare Antenne und die Monopol-Antenne jeweils den Verlauf der gemessenen Reflexionsdämpfung sowie den Impedanzverlauf im Smith-Diagramm. Nur bei einer geringen Reflexionsdämpfung beider Antennen sind Rückschlüsse auf die Kopplung gültig. Zur gegenseitigen Beeinflussung der Antennen kann bei einer nicht vorhandenen Anpassung

keine Aussage gemacht werden, da die in die Antenne eingespeiste Leistung am Fußpunkt der entsprechenden Antenne reflektiert wird. Bei einer Frequenz von 2,339 GHz liegt die

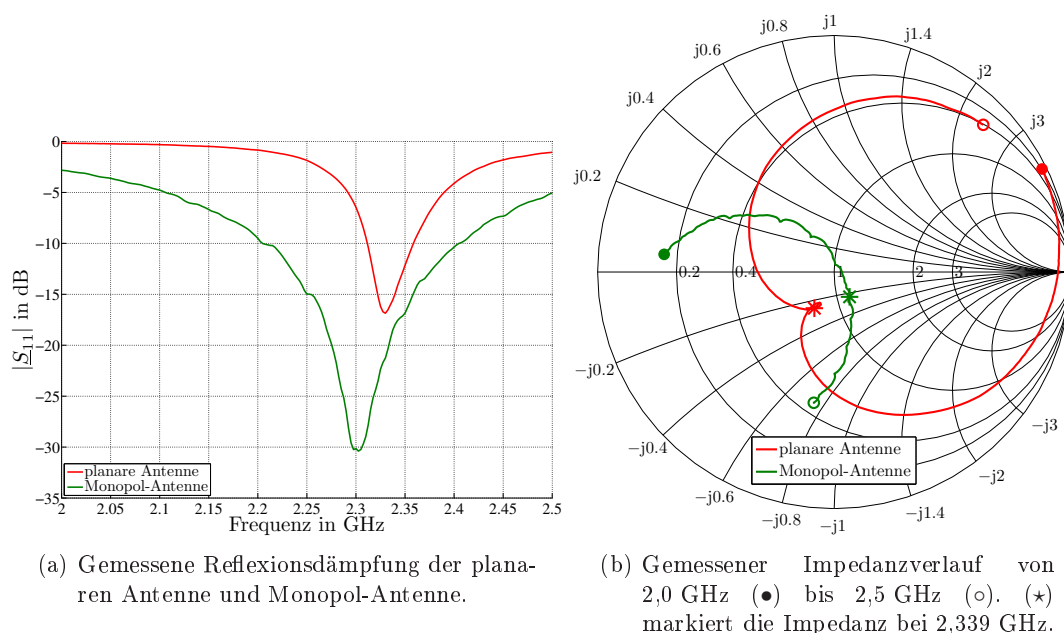


Abbildung 4.12: Impedanzverlauf der planaren Antenne und der Monopol-Antenne von 2,0 GHz bis 2,5 GHz.

Reflexionsdämpfung beider Antennen unter -15 dB. Hervorgerufen durch die diagonale Speisetechnik der planaren Antenne wird die Antenne gleichzeitig mit zwei verkoppelten Moden angeregt. Dadurch lässt sich der im Vergleich zur Schlitz-Dipol-Antenne sehr ähnliche Verlauf der Antennenimpedanz im Smith-Diagramm erklären. Der für Kopplungsbandfilter typische Verlauf weist mit der Resonanzschleife auf die optimale Betriebsfrequenz hin, die in diesem Fall bei exakt 2,33 GHz liegt. Bei dieser Frequenz weist die zirkular polarisierte planare Antenne das größte Kreuzpolarisationsverhältnis zwischen LHCP Gewinn und RHCP Gewinn auf.

Abbildung 4.13 zeigt die gemessene Reflexionsdämpfung sowie den Impedanzverlauf im Smith-Diagramm der mit der planaren Antenne kombinierten GEO-Ring-Antenne. Bei einer Frequenz von 2,339 GHz liegt die Reflexionsdämpfung der planaren Antenne unter -14 dB, hingegen wird eine Reflexionsdämpfung von -10 dB für die GEO-Ring-Antenne erreicht. Die optimierte Betriebsfrequenz liegt in diesem Beispiel bei 2,33 GHz, bei der eine Reflexionsdämpfung von -17 dB erzielt wird. Wie dem Smith-Diagramm in Abbildung 4.13(b) zu entnehmen ist, liegt die optimale Betriebsfrequenz der planaren Antenne etwas unterhalb von 2,33 GHz. Durch eine geringfügig kleinere Abmessung der planaren Antenne kann diesem Effekt entgegengewirkt werden. Bei der Dimensionierung der GEO-Ring-Antenne ist zu beachten, dass die planare Antenne wie eine erhöhte Massefläche auf die Ringstruktur wirkt und somit der Serienresonanzkreis beeinflusst wird. Bei der Optimierung der Ringstruktur ist somit eine Abstimmung der Kapazitäten und der Induktivitäten in Anwesenheit der planaren Antenne durchzuführen.

Grundsätzlich zeigen die Einzelantennen auch in Kombination mit einem anderen Antennentyp eine ausreichend gute Anpassung an 50Ω , wodurch bei Betrachtung der Kopp-

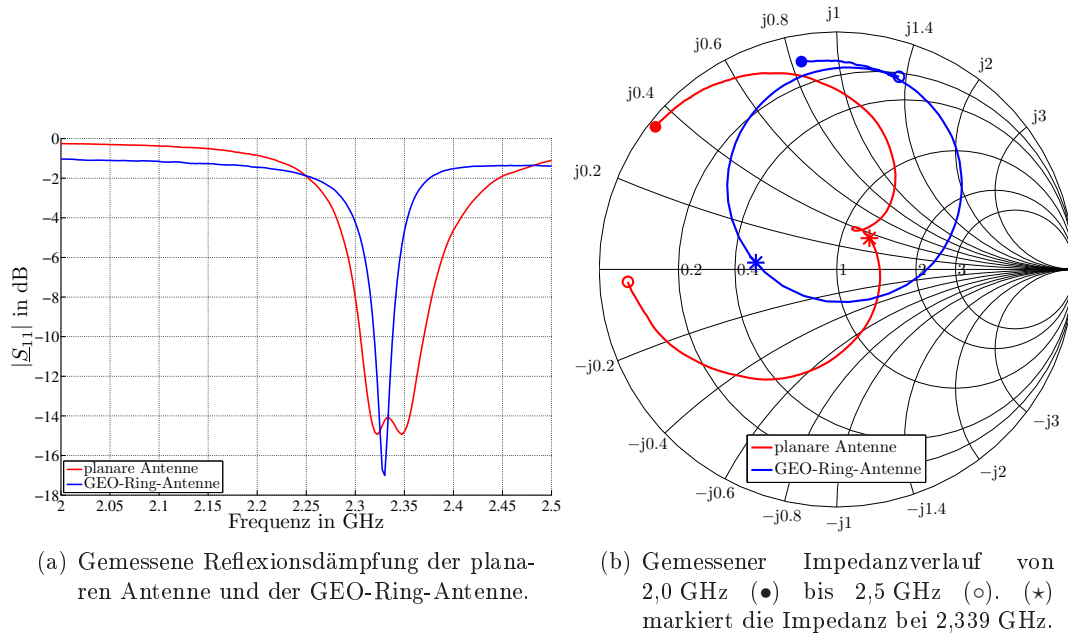


Abbildung 4.13: Impedanzverlauf der planaren Antenne und der GEO-Ring-Antenne von 2,0 GHz bis 2,5 GHz.

lung eine Aussage über die gegenseitige Beeinflussung möglich wird.

Abbildung 4.14 zeigt die gemessene Kopplung zwischen den beiden Antennenkombinationen. Bei der Kombination von planarer Antenne und Monopol-Antenne wird eine Kopplung von weniger als -35 dB erreicht. Die Kopplung der planaren Antenne und der GEO-Ring-Antenne beträgt bei 2,339 GHz weniger als -24 dB. Beide Antennen weisen in Kombination bei 2,33 GHz die geringste Reflexionsdämpfung auf, bei der sie sogar eine Entkopplung von -34 dB erzielen. In beiden Fällen kann von einer sehr guten Entkopplung zwischen den Antennen gesprochen werden, die sich auch bei Betrachtung der jeweiligen Richtcharakteristik erkennen lässt.

Richtcharakteristik der Antennenkombination

Abbildung 4.15 zeigt die gemessenen Gewinn diagramme der Antennenkombinationen. Trotz der Positionierung von zwei Antennen am gleichen Ort bleiben die gleichförmigen und symmetrischen Gewinn diagramme erhalten. Der Gewinn der planaren Antenne ist durch die Anwesenheit der GEO-Ring-Antenne um 1 dB gestiegen. Die Messungen zeigen außerdem, dass die GEO-Ring-Antenne wie ein parasitäres Element auf die planare Antenne wirkt und dadurch der Gewinn in Richtung $\theta = 0^\circ$ erhöht wird.

Die Gewinn diagramme der Monopol-Antenne weisen ein Strahlungsmaximum bei $\theta = \pm 75^\circ$ auf, wobei das Strahlungsmaximum in der Simulation unter Annahme einer unendlich ausgedehnten Massefläche bei $\theta = \pm 90^\circ$ liegt. Bedingt durch die bei den Messungen verwendete endliche auf Masse gelegte Metallplatte weicht der Elevationswinkel des Strahlungsmaximums bei diesem Messaufbau um 15° gegenüber der Simulation ab.

Die unterschiedliche Strombelegung auf der jeweiligen Antennenstruktur und die daraus resultierende Entkopplung der Antennen wird auch bei Betrachtung der Phase der Richtcharakteristik über den Azimutwinkel φ deutlich. Abbildung 4.16 zeigt für die bei-

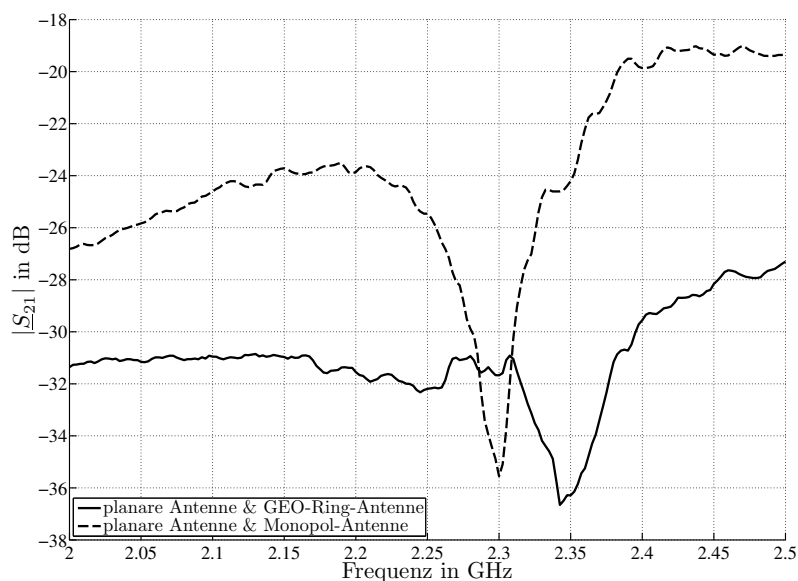
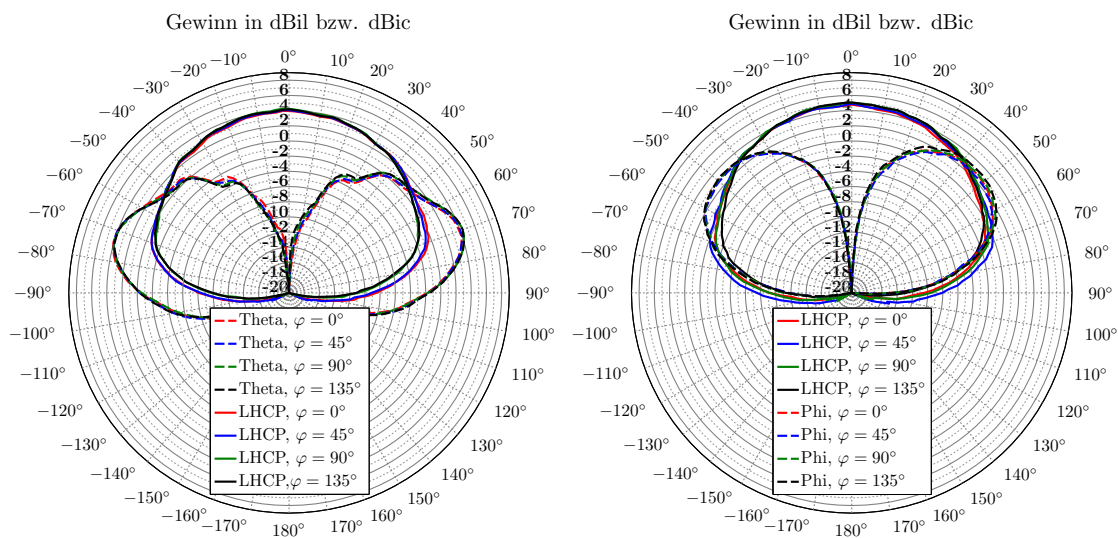


Abbildung 4.14: Kopplung zwischen planarer Antenne und GEO-Ring-Antenne sowie zwischen planarer Antenne und Monopol-Antenne, dargestellt zwischen 2,0 GHz und 2,5 GHz.



(a) Gewinn diagramme der planaren Antenne (LHCP) und der Monopol-Antenne (Theta).

(b) Gewinn diagramme der planaren Antenne (LHCP) und der GEO-Ring-Antenne (Phi).

Abbildung 4.15: Gemessene Gewinn diagramme bei einer Frequenz von 2,339 GHz.

den Antennenkombinationen jeweils die Phase der Richtcharakteristik bei verschiedenen Azimutwinkeln dargestellt von $0^\circ \leq \varphi \leq 135^\circ$ und verschiedenen Elevationswinkeln θ . Die Abbildungen 4.16(a) und (b) bestätigen, dass – wie bereits die Strombelegung in

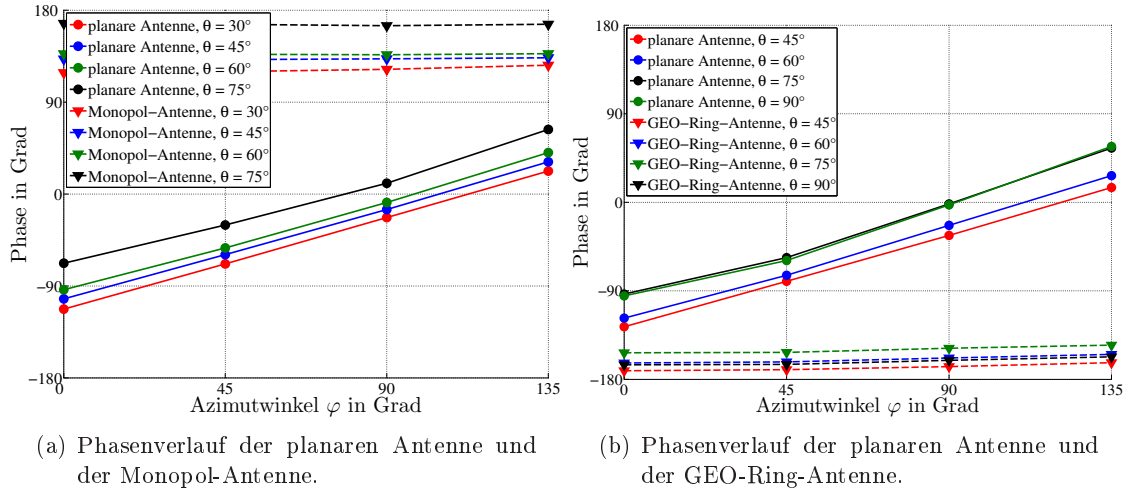


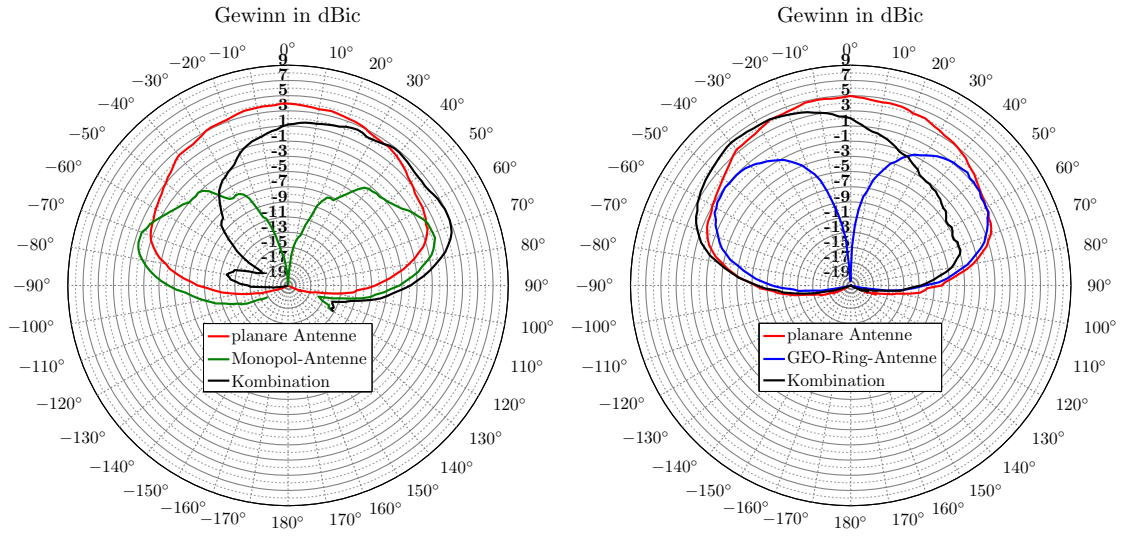
Abbildung 4.16: Phase der Richtcharakteristik bei verschiedenen Elevationswinkeln.

Abbildung 4.2 zeigte – sich bei Betrachtung der planaren Antenne die Phase der Richtcharakteristik linear in Abhängigkeit des Azimutwinkels verhält. Eine konstante Phase der Richtcharakteristik ergibt sich für die Monopol-Antenne, wie Abbildung 4.16(a) bestätigt. Abbildung 4.16(b) zeigt auch eine konstante Phase der Richtcharakteristik bei Betrachtung der GEO-Ring-Antenne, wodurch die simulierte Strombelegung in Abbildung 4.8 nachgewiesen werden kann.

4.6 Schwenkbare Richtcharakteristik bei Verschaltung

Wie bereits erwähnt wurde, können diese Antennenkombinationen nicht nur für Polarisations-Diversity-Systeme Verwendung finden. Mit dem beschriebenen Antennen-Diversity-System in Kapitel 2 kann nicht nur das Abschalten und Hinzuschalten von Einzelantennen realisiert werden. Vielmehr können die Antennen so verschaltet werden, dass sich, je nach Phasendifferenz zwischen den Antennen, eine optimierte Richtcharakteristik in bestimmte Richtungen mit einem um bis zu 3 dB höheren Gewinn ergibt. Abbildung 4.17 zeigt die resultierende Richtcharakteristik, welche sich für die beiden vorgestellten Antennenkombinationen bei Verschaltung der Antennen ergibt. Abbildung 4.17 zeigt deutlich, dass die resultierende Richtcharakteristik der kombinierten Antennen im Vergleich zu den ebenfalls dargestellten Gewinn diagrammen der Einzelantennen einen höheren Gewinn vor allem in den für GEO-Satellitensysteme relevanten Winkelbereichen aufweist. So lässt sich zum Beispiel in Abbildung 4.17(a) bei einer Verschaltung der planaren Antenne mit der Monopol-Antenne in einem Winkelbereich von $35^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ein um bis zu 3 dB höherer Gewinn erzielen. Hingegen ist dies bei einer Verschaltung der planaren Antenne mit der GEO-Ring-Antenne – dargestellt in Abbildung 4.17(b) – für den Winkelbereich von $-80^\circ \leq \theta \leq -25^\circ$ gültig, also für höhere Elevationswinkel θ .

Die Kombination dieser Antennentypen ist folglich sowohl für ein Polarisations-Diversity-System als auch für ein Antennen-Diversity-System geeignet, wobei zwei



(a) Geschwenktes Gewinnndiagramm bei Verschaltung der planaren Antenne mit der Monopol-Antenne mit $\Delta\phi = 135^\circ$.

(b) Geschwenktes Gewinnndiagramm bei Verschaltung der planaren Antenne mit der Ring-Antenne mit $\Delta\phi = 180^\circ$.

Abbildung 4.17: Geschwenkte LHCP Gewinnndiagramme bei einer Frequenz von 2,339 GHz.

Antennen eine Fläche von 33 mm × 33 mm einnehmen und somit die Fläche von nur einer herkömmlichen Einzelantenne benötigen.

4.7 Audio-Verfügbarkeitstest in einem Mehrwegeszenario

Die Kombination aus der planaren Antenne und der GEO-Ring-Antenne wurde unter realen Bedingungen einem Empfangstest unterzogen, bei dem die Audio-Verfügbarkeit gemessen wurde. Auch hier handelte es sich um das im Anhang beschriebene Testszenario, wobei der Elevationswinkel zwischen den Satelliten und dem Fahrzeug etwa $\Theta = 25^\circ$ bzw. $\Theta = 65^\circ$ beträgt. Abbildung 4.18 zeigt die Anordnung der 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der planaren Antenne und der GEO-Ring-Antenne, einer Monopol-Antenne und einer Referenz-Antenne auf dem Fahrzeugdach. Der Abstand zwischen der Monopol-Antenne und der 2-Antennen-Diversity-Kombination beträgt in diesem Beispiel 24 cm. Der Aufbau der GEO-Ring-Antenne entsprach bei dieser Testfahrt dem für das S-Band skalierten Aufbau der GEO-Ring-Antenne aus [48, 49]. Abbildung 4.19(a) und (b) zeigen einen Ausschnitt von einer halben Sekunde der aufgezeichneten Signale bei den entsprechenden Elevationswinkeln von $\Theta = 25^\circ$ bzw. $\Theta = 65^\circ$. Die dargestellten Signale der Monopol-Antenne sind in Abhängigkeit des Abstandes und der Fahrgeschwindigkeit nach Gleichung (2.18) verschoben worden, so dass die Signale ein 3-Antennen-Diversity-System repräsentieren, bei dem alle Antennen an einem Ort positioniert sind. Bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$ zeigt der Vergleich der Pegelmittelwerte, dass die Monopol-Antenne einen um etwa 0,3 dB höheren Signalpegel liefert als die GEO-Ring-Antenne. Gegenüber der planaren Antenne weist die Monopol-Antenne einen im Mittel um etwa 0,7 dB höheren Signalpegel auf. Die Gewinnndiagramme in Abbildung 4.17 zeigen jedoch, dass bei einem Elevationswinkel von $\theta = 65^\circ$ der Gewinn aller Antennen etwa 0 dBic be-

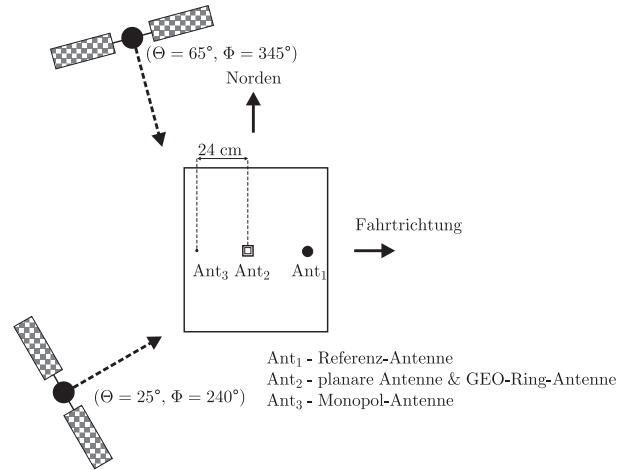


Abbildung 4.18: Anordnung der 2-Antennen-Diversity-Kombination aus planarer Antenne und GEO-Ring-Antenne, sowie einer Monopol-Antenne und der Referenz-Antenne auf dem Fahrzeugdach.

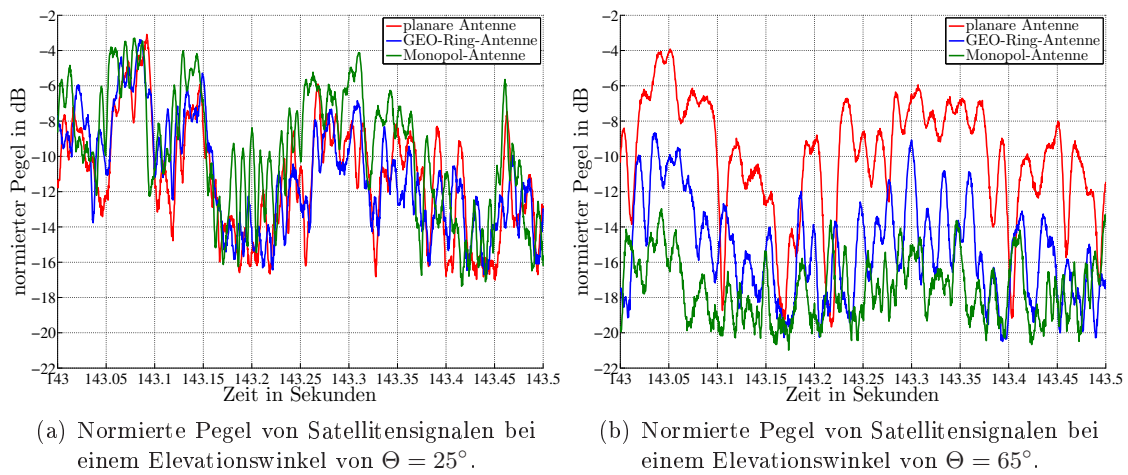


Abbildung 4.19: Aufgezeichnete Satellitensignale mit der planaren Antenne, der GEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne bei zwei verschiedenen Elevationswinkeln.

trägt. Der deutliche Unterschied zwischen den Pegelmittelwerten und den Gewinnen der planaren Antenne, der GEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne ist darauf zurückzuführen, dass die 2-Antennen-Diversity-Kombination im Gegensatz zur Monopol-Antenne bei dieser Messfahrt etwa 10 mm unterhalb der Metallfläche versenkt angebracht war. Durch das Herabsetzen der planaren Antenne wird eine schmalere Halbwertsbreite mit höherem Strahlungsmaximum im Zenit erreicht, wodurch bei niedrigeren Elevationswinkeln der Gewinn folglich reduziert wird.

Bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ weist – wie Abbildung 4.19(b) erkennen lässt – die planare Antenne den im Mittel höchsten Signalpegel auf. Der Unterschied zur GEO-Ring-Antenne beträgt in diesem Beispiel etwa 5 dB und zur Monopol-Antenne etwa 7,6 dB.

Messungen der Audio-Verfügbarkeit mit einem handelsüblichen Satellitenempfänger ergeben, dass sich mit der 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der planaren Antenne und der GEO-Ring-Antenne eine deutliche Empfangsverbesserung im Vergleich zu einem Ein-Antennen-System erzielen lässt [8]. Tabelle 4.1 stellt die gemessenen Audio-Verfügbarkeiten für die jeweilige Einzelantenne und für das 2-Antennen-Diversity-System gegenüber. Als Referenz-Antenne diente eine handelsübliche planare Satellitenantenne in Mikrostreifentechnik. Bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ liegt die gemessene Audio-

Audio-Verfügbarkeit	$\Theta = 25^\circ, \Phi = 240^\circ$	$\Theta = 65^\circ, \Phi = 345^\circ$
Referenz-Antenne	27,8 %	72,0 %
GEO-Ring-Antenne	25,3 %	38,3 %
Planare Antenne	25,1 %	87,7 %
Diversity-System	34,1 %	92,1 %

Tabelle 4.1: Audio-Verfügbarkeit bei verschiedenen Elevationswinkeln eines 2-Antennen-Diversity-Systems bestehend aus der planaren Antenne und der GEO-Ring-Antenne im Vergleich zu einer Referenz-Antenne.

Verfügbarkeit der planaren Antenne um 49,4 % höher als die der GEO-Ring-Antenne. Die berechnete Mittelwertdifferenz zwischen den aufgezeichneten Signalen der beiden Antennen von 5 dB entspricht qualitativ der Differenz der Audio-Verfügbarkeit der Einzelantennen. Mit einem Antennen-Diversity-System, bestehend aus beiden Antennen, kann sogar eine Audio-Verfügbarkeit von 92,1 % erreicht werden, wobei mit der Referenz-Antenne eine Verfügbarkeit von nur 72,0 % erzielt wird. Die aus diesen gemessenen Werten resultierende Diversity-Effizienz beträgt nach Gleichung (2.20) somit $n = 1,21$, wenn die planare Antenne als Referenz-Antenne herangezogen wird. Es ist jedoch zu beachten, dass sich in diesem Fall die Diversity-Effizienz aus der zirkular polarisierten planaren Antenne und der horizontal polarisierten GEO-Ring-Antenne ergibt und somit von nicht gleichwertigen Antennen ausgegangen werden kann. Eine Empfangsverbesserung ist trotz des Polarisationsverlustes der GEO-Ring-Antenne von 3 dB festzustellen.

Bei einem niedrigen Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$ sind die gemessenen Audio-Verfügbarkeiten nahezu identisch. Dieses Ergebnis bestätigt auch wieder die berechnete Mittelwertdifferenz zwischen den Signalen beider Antennen, die etwa 0,5 dB beträgt. Mit der Referenz-Antenne wird im Vergleich zu den Einzelantennen eine um etwa 2 % geringfügig höhere Audio-Verfügbarkeit erreicht.

Durch den unmittelbaren Anschluss eines rauscharmen Verstärkers an den Antennenfußpunkt der Referenz-Antenne ist die Systemrauschtemperatur im Vergleich zu den beiden

anderen Antennen geringer, bei denen eine kurze Verbindungsleitung zwischen Antennenfußpunkt und externem rauscharmen Verstärker verläuft. Wie in Kapitel 2 angesprochen wurde, wird zu der Systemrauschtemperatur eine zusätzliche Rauschtemperatur addiert, wenn – wie in diesem Fall – eine Verbindungsleitung zwischen Antenne und Verstärker verwendet wird.

Die Messungen zeigen auch hier wieder, dass mit einem 2-Antennen-Diversity-System im Vergleich zur Referenz-Antenne eine höhere Audio-Verfügbarkeit auch bei einem niedrigen Elevationswinkel erzielt werden kann. Jedoch kommt hier maßgeblich hinzu, dass die 2-Antennen-Diversity-Kombination nur die Fläche einnimmt, die auch eine Einzelantenne benötigt.

Die vorherigen Untersuchungen haben gezeigt, dass die Monopol-Antenne von der planaren Antenne sehr gut entkoppelt ist. Davon kann auch ausgegangen werden, wenn die Monopol-Antenne mit der GEO-Ring-Antenne kombiniert werden würde, da orthogonale Polarisationen vorliegen. Die zusätzliche Empfangsverbesserung durch Hinzunahme der Monopol-Antenne wird anhand der Diversity-Effizienz in Abbildung 4.20 für die Elevationswinkel $\Theta = 25^\circ$ und $\Theta = 65^\circ$ gezeigt. Die eingezeichneten vertikalen Linien in Abbildung 4.20(a) und Abbildung 4.20(b) ergeben sich aus den entsprechenden Audio-Verfügbarkeiten aus Tabelle 4.1. Als Referenz-Antenne wird die planare Antenne herangezogen. Abbildung 4.20

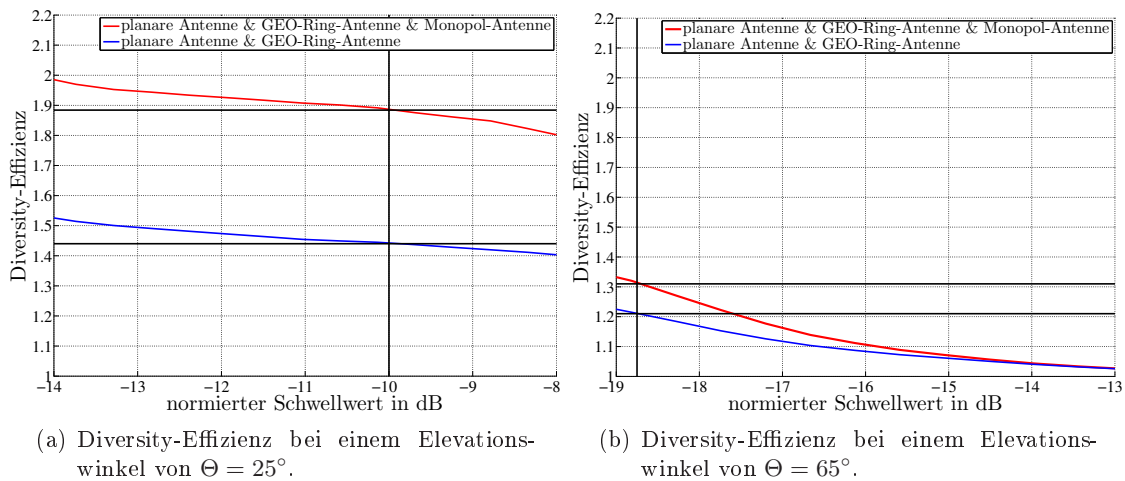


Abbildung 4.20: Berechnete Diversity-Effizienz bei zwei verschiedenen Elevationswinkeln.

zeigt, dass durch die Hinzunahme der Monopol-Antenne die effektive Antennenanzahl erhöht und somit eine weitere Empfangsverbesserung erzielt werden kann. Bedingt durch die Richtcharakteristik der Monopol-Antenne ist dies jedoch vor allem bei niedrigen Elevationswinkel festzustellen.

Bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 65^\circ$ ergibt sich deswegen – wie sich leicht aus Tabelle 4.1 berechnen lässt – nur eine Diversity-Effizienz von $n = 1,2$, wenn die planare Antenne und die GEO-Ring-Antenne in Kombination verwendet werden. Abbildung 4.20(b) zeigt, dass bei Hinzunahme der Monopol-Antenne eine Diversity-Effizienz von $n = 1,3$ erzielt werden kann.

Bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$ beträgt die Diversity-Effizienz bei einer Kombination aus planarer Antenne und GEO-Ring-Antenne mehr als $n = 1,4$, die dann bei Hinzunahme der Monopol-Antenne etwa $n = 1,9$ beträgt. Anzumerken ist hierbei, dass es

sich zwar um drei Antennen handelt, die aber in Kombination zwei zirkular polarisierte Antennen ergeben. Die sich ergebende Diversity-Effizienz von $n = 1,9$ liegt somit sehr nahe am maximalen theoretischen Wert von $n = 2$.

Im folgenden Kapitel wird der Aspekt einer Kombination von drei Antennentypen aufgegriffen und eine 3-Antennen-Diversity-Kombination vorgestellt, die in diesem Fall für ein GEO-Satellitensystem und ein HEO-Satellitensystem mit terrestrischen Sendestationen Anwendung finden kann. Durch Austauschen der planaren Antenne mit einer sogenannten HEO-Ring-Antenne kann durch Verschalten aller drei Antennen eine Richtcharakteristik erzeugt werden, die bei allen Elevationswinkeln einen höheren Gewinn im Vergleich zu einer herkömmlichen Satellitenantenne für Automobilanwendungen aufweist.

5 Antennenkombination für HEO- und GEO-Satellitensysteme mit terrestrischen Sendestationen

5.1 Konzept

In Kapitel 4 wurden Kombinationen von verschiedenen Antennentypen behandelt, die für den Empfang vorzugsweise von GEO-Satellitensignalen konzipiert wurden.

Im vorliegenden Kapitel liegt der Fokus auf Kombinationen von Antennentypen, die sowohl für GEO- als auch für HEO-Satellitensignale mit zusätzlicher Empfangsmöglichkeit von terrestrischen Signalen optimiert sind. Abbildung 5.1 zeigt hierfür das Konzept einer 3-Antennen-Diversity-Kombination aus einer HEO-Ring-Antenne, einer GEO-Ring-Antenne und einer Antenne für terrestrische Signale.

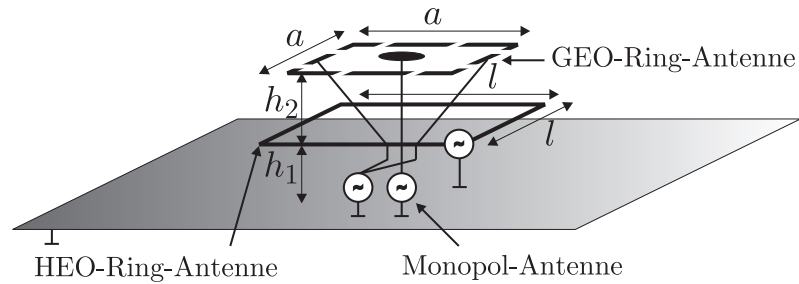


Abbildung 5.1: Konzept für eine 3-Antennen-Diversity-Kombination bestehend aus einer HEO-Ring-Antenne, einer GEO-Ring-Antenne und einer Antenne für terrestrische Signale.

Wie in der Einleitung erwähnt wurde und wie Abbildung 2.3 zeigt, liegt der Haupteinfallswinkel von Signalen, die von HEO-Satelliten gesendet werden, in einem Winkelbereich von $60^\circ \leq \Theta \leq 80^\circ$, wodurch Abschattungseffekte zum Beispiel durch Gebäude sehr viel weniger häufig auftreten als bei niedrigeren Elevationswinkeln. Eine Antenne, deren Halbwertsbreite zwischen $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ ist und eine gleichförmige Richtcharakteristik bei allen Azimutschnitten aufweist, ist für diesen Anwendungsbereich also optimal. Obwohl eine planare Antenne in Mikrostreifentechnik ein Strahlungsmaximum in Richtung Zenit besitzt, ist sie für ein solches Empfangsszenario nur bedingt geeignet, da sie – wie im vorherigen Kapitel 4 gezeigt wurde – eine Richtcharakteristik mit einer großen Halbwertsbreite von $\theta_{HB} = 100^\circ$ aufweist. Durch Verwendung eines stärkeren Substrates kann zwar zum einen der Richtfaktor erhöht und somit die Halbwertsbreite verschmälert werden und zum anderen die Bandbreite bezüglich der Eingangsreflexionsdämpfung vergrößert werden, jedoch verringert sich dadurch auch der Wirkungsgrad der Antenne [36]. Wie in Kapitel 2 schon erläutert wurde, würde dies sich unmittelbar negativ auf das SNR am Empfänger Eingang auswirken.

Die im Folgenden vorgestellte zirkular polarisierte Ring-Antenne weist gerade für HEO-Satellitensysteme die gewünschte Richtcharakteristik auf, d.h. mit einem Strahlungsmaximum mit schmaler Halbwertsbreite in Richtung Zenit und einer Nullstelle bei $\theta = \pm 90^\circ$. Im

Unterschied zur bereits vorgestellten GEO-Ring-Antenne ergibt sich auf der Metallstruktur der HEO-Ring-Antenne eine grundsätzlich andere Stromverteilung. Dies ermöglicht folglich auch eine Kombination beider Antennen, wobei auch hier das Phasenzentrum beider Antennen bezüglich der z-Achse identisch ist. Mit diesen beiden Antennentypen wird zunächst eine 2-Antennen-Diversity-Kombination gebildet und diese anschließend mit einer Monopol-Antenne für den Empfang von terrestrischen Signalen zu einer 3-Antennen-Diversity-Kombination erweitert.

Wie es auch schon mit dem 3-Antennen-Diversity-Konzept aus Kapitel 4 möglich ist, kann mit dem Diversity-Konzept in Abbildung 5.1 mit Zuhilfenahme eines Polarisations-Diversity-Systems zwischen einer zirkular polarisierten, einer horizontal polarisierten oder einer vertikal polarisierten Antenne geschaltet werden. Jedoch können auch die horizontal polarisierte GEO-Ring-Antenne und die vertikal polarisierte Monopol-Antenne bei geeigneter Phasenstellung zu einer zirkular polarisierten Antenne für den Empfang von Satellitensignalen verschaltet werden. Dadurch stehen dann zwei zirkular polarisierte Satellitenantennen für den Empfang von SDARS-Signalen zur Verfügung, die gemeinsam eine Fläche einnehmen, die der einer einzelnen Satellitenantenne entspricht.

5.2 Ring-Antenne optimiert für hohe Elevationswinkel

5.2.1 Funktionsprinzip

Die in diesem Kapitel behandelte Ring-Antenne für HEO-Satellitensysteme wird aus einem Metallring, der horizontal über einer Metallfläche liegt, gebildet. Die Ringstruktur wird zunächst mit vier äquidistant angeordneten vertikalen Leitungen verbunden, an deren Enden die Antenne mit vier Spannungsquellen angeregt wird. Der prinzipielle Aufbau der Antenne ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Die Erregung kann in einem ersten Schritt simultan an

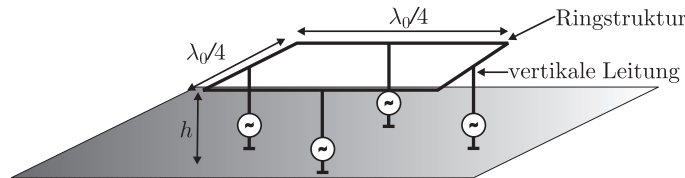


Abbildung 5.2: HEO-Ring-Antenne mit vier vertikalen Leitungen mit jeweils einer Speisequelle.

allen vier Speisepunkten erfolgen, wobei dort jeweils die gleiche Amplitude anliegt, jedoch mit unterschiedlichen Phasen von umlaufend 0° , 90° , 180° und 270° . Abbildung 5.3 zeigt vier Momentaufnahmen des Speisebelags auf der Ringstruktur bei simultaner Erregung an allen Speisepunkten mit gleicher Amplitude und entsprechender Phase. Der Ring bildet einen im Kreis geschlossenen Wellenleiter, welcher in der Lage ist, eine resonante Welle zu führen, dessen Wellenlänge dem Ringumfang U entspricht. Dabei bilden sich zwei Strommaxima und zwei Stromminima auf der Ringstruktur aus, wobei ein Strommaximum und ein Stromminimum zueinander einen Abstand von $\frac{\lambda_0}{4}$ haben. Dies wird in Abbildung 5.3 anhand der Pfeilgröße, die den Strombelag darstellen, deutlich, wobei die Kantenlänge der jeweiligen Metallstruktur $\frac{\lambda_0}{4}$ beträgt. Durch den zirkulierenden Ringstrom, der durch die Phasenunterschiede zwischen den Speisepunkten verursacht wird, bildet sich ein zirkular polarisiertes elektromagnetisches Feld in Richtung Zenit aus. Die Drehrichtung des Feldes wird durch das Vorzeichen der Phase an den entsprechenden Quellen bestimmt.

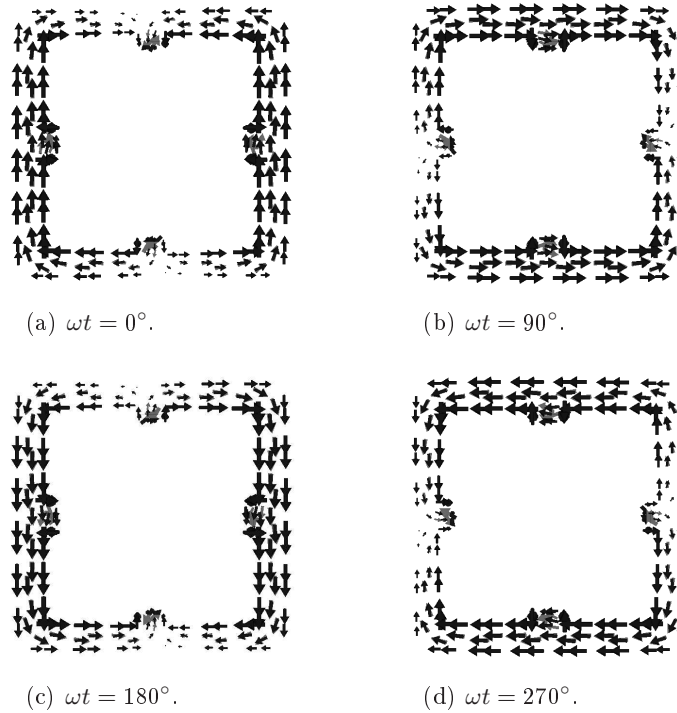


Abbildung 5.3: Momentaufnahmen des Strombelags auf der Ringstruktur.

Abbildung 5.4(a) zeigt die simulierten LHCP und RHCP Richtdiagramme bei 2,185 GHz und bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$. Bei einem Umfang $U = \lambda_0$ wird eine symmetrische und gleichförmige Richtcharakteristik mit einem Richtfaktor von 9 dBic bei $\theta = 0^\circ$ erreicht. Die simulierte Richtcharakteristik zeigt deutlich, dass dieser Antennentyp für den Empfang von HEO-Satellitensignalen auf Grund der schmaleren Halbwertsbreite von $\theta_{\text{HB}} = 70^\circ$ einer planaren Antenne in Mikrostreifentechnik mit einer in Abbildung 4.3 gemessenen Halbwertsbreite von $\theta_{\text{HB}} = 100^\circ$ vorzuziehen ist. Durch die deutlich schmalere Halbwertsbreite kann somit ein höherer Richtfaktor in den relevanten Winkelbereichen von HEO-Satellitensignalen erzielt werden.

Weicht der Phasenversatz zwischen zwei benachbarten Speisequellen von 90° ab oder wird ein zu großer bzw. zu kleiner Ringumfang bezüglich der Betriebsfrequenz gewählt, verliert die Richtcharakteristik ihre Symmetrie und Gleichförmigkeit. Abbildung 5.4(b) verdeutlicht dies für die Frequenzen $f_1 = 2,00$ GHz, $f_0 = 2,18$ GHz, und $f_2 = 2,50$ GHz. Der Ringumfang entspricht in diesem Beispiel $U = \lambda_0$ für die Frequenz $f_0 = 2,18$ GHz.

Der Einfluss der Antennenhöhe bei konstantem Ringumfang auf die Form der Richtcharakteristik ist bei vier verschiedenen Höhen in Abbildung 5.5(a) dargestellt. Zwischen dem Richtdiagramm bei einer Antennenhöhe von $h = 4$ mm und dem Richtdiagramm bei einer Antennenhöhe von $h = 10$ mm ist kein wesentlicher Unterschied bezüglich ihrer Form festzustellen. In beiden Fällen entspricht die Halbwertsbreite $\theta_{\text{HB}} = 70^\circ$ und beide Richtdiagramme weisen eine Nullstelle bei $\theta = \pm 90^\circ$ auf. Das Strahlungsmaximum beträgt bei beiden Ausführungen 9 dBic. Bei einer Antennenhöhe von $h = 30$ mm ist zu erkennen, dass sich bereits eine Nebenkeule bei $\theta = \pm 90^\circ$ bildet und der Richtfaktor um etwa 1 dB im Zenit abnimmt. Der Strom auf den vertikalen Leitungen erzeugt bei zunehmenden

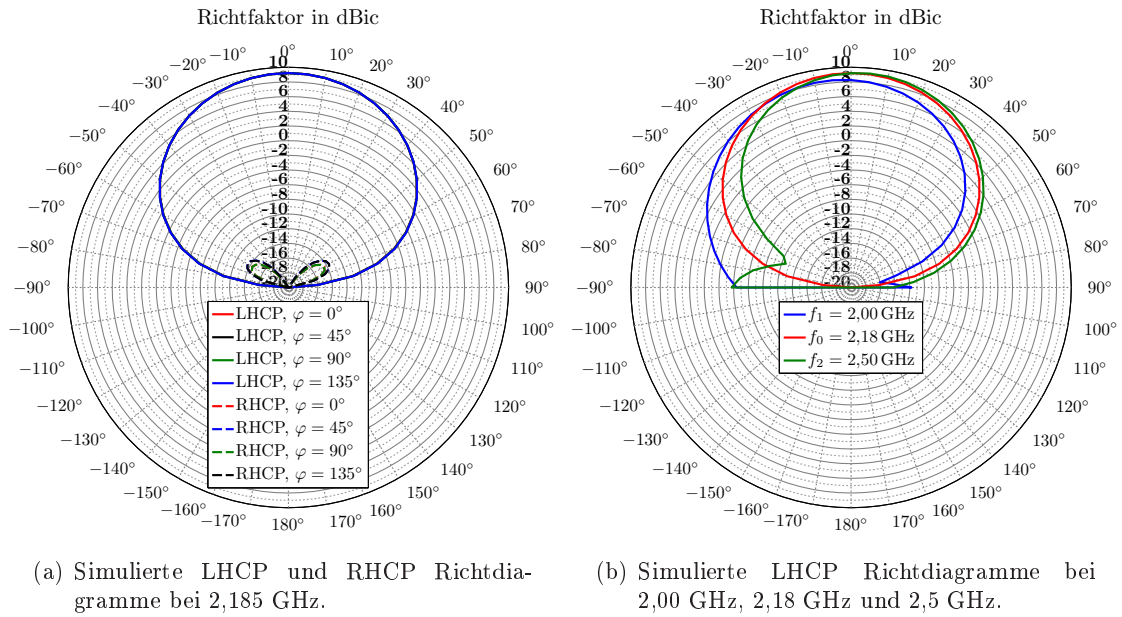


Abbildung 5.4: Richtdiagramme einer 10 mm über einer Metallfläche liegenden HEO-Ring-Antenne.

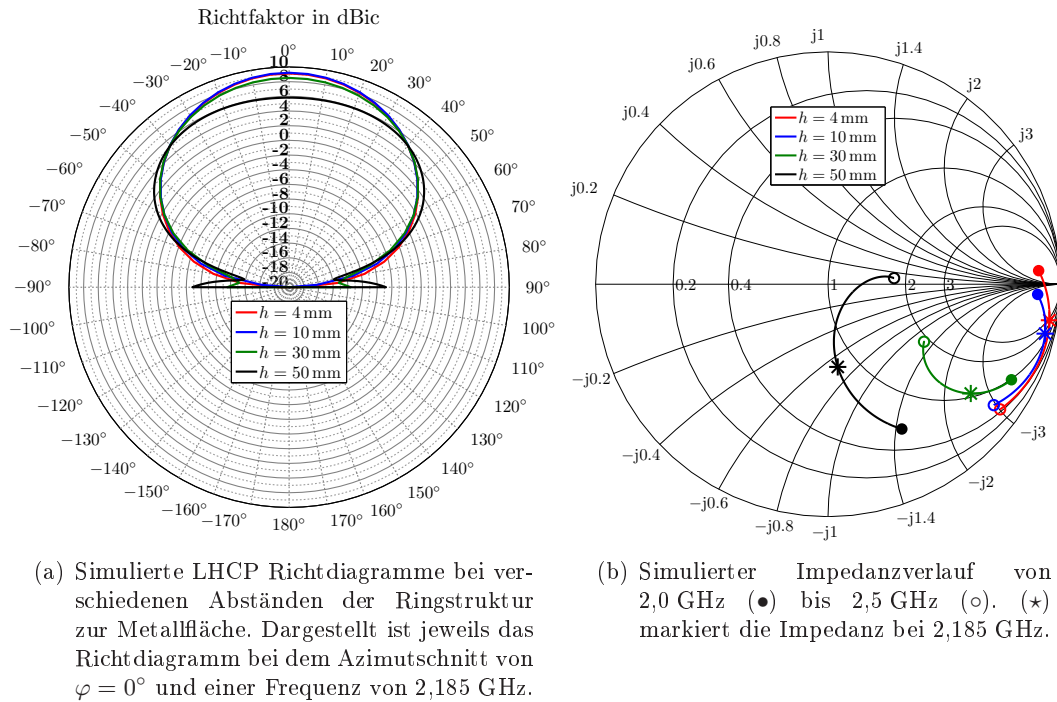


Abbildung 5.5: Simulierte Richtdiagramme und Impedanzen der HEO-Ring-Antenne bei verschiedenen Antennenhöhen.

der Antennenhöhe ein vertikal polarisiertes elektromagnetisches Feld. Diese Eigenschaft kann zum Beispiel genutzt werden, um mit dieser Antenne sowohl Satellitensignale als auch terrestrische Signale zu empfangen. Abbildung 5.5(a) zeigt dies anhand eines simulierten Richtdiagramms bei einer Antennenhöhe von $h = 50$ mm. Bei $\theta = \pm 90^\circ$ wird ein Richtfaktor von etwa -6 dBic bzw. -3 dBil erreicht. Ein größeres Antennenvolumen, ein geringerer Richtfaktor im Zenit von 6 dBic sowie eine Halbwertsbreite von $\theta_{HB} = 100^\circ$ ist jedoch dann bei einer solchen Ausführung der Antenne zu berücksichtigen.

5.2.2 Eingangsimpedanz

Zu den verschiedenen Antennenhöhen sind in Abbildung 5.5(b) die simulierten Impedanzen am Ende der vertikalen Leitungen von 2,0 GHz bis 2,5 GHz dargestellt. Die Speisung erfolgt dabei zwischen der Massefläche und der jeweiligen vertikalen Leitung. Die Impedanz bei 2,185 GHz liegt bei jeder Antennenhöhe im kapazitiven Bereich des Smith-Diagramms, wobei der Imaginärteil bei größer werdendem Abstand zwischen Ringstruktur und Metallplatte deutlich abnimmt. Eine rein reelle Impedanz, die sich bei einer Antennenhöhe von mehr als 50 mm ergeben würde, würde die Konzipierung eines Speisernetzwerkes vereinfachen. Wie die simulierten Richtdiagramme in Abbildung 5.5(a) zeigen, würde die eigentlich wünschenswerte Form der Richtcharakteristik für HEO-Satellitensysteme mit einem hohen Gewinn in Richtung Zenit, wie sie sich bei einer Höhe von 10 mm ergibt, dabei jedoch verloren gehen. Zudem wären die Antennenabmessungen außerhalb des für eine Integration unter einer Schutzhaube vorgegebenen Bereichs, da die Höhe von 20 mm überschritten werden würde.

Die HEO-Ring-Antenne kann mit dem in Abbildung 5.6(a) dargestellten 4-Tor beschrieben werden. Durch die um jeweils $\frac{\lambda_0}{4}$ auseinander liegenden Strommaxima und Strommi-

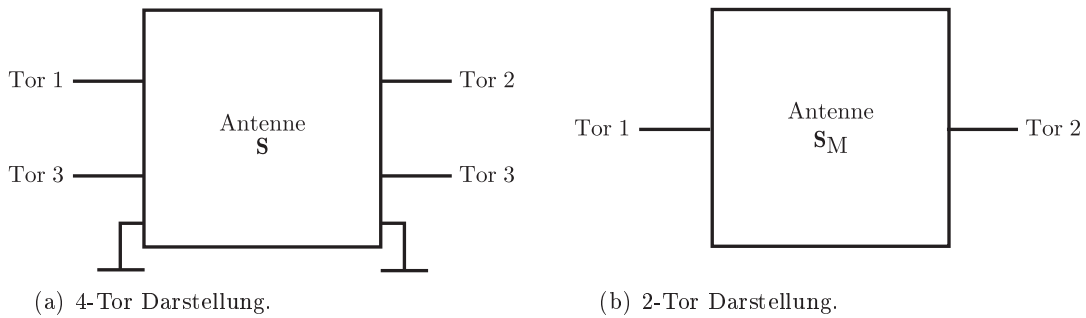


Abbildung 5.6: Ersatzschaltbild der HEO-Ring-Antenne als 4-Tor und als 2-Tor.

nima sind zwei benachbarte Tore voneinander entkoppelt, hingegen sind zwei sich gegenüberliegende Speisequellen miteinander verkoppelt, wobei sich ein Phasenunterschied von 180° ergibt. Daher kann die Impedanz am Ende einer vertikalen Leitung nicht wie üblich mit der gewöhnlichen Streumatrix \mathbf{S} messtechnisch ermittelt werden, die bekannterweise mit den Streuparametern \underline{S}_{ij} für ein 4-Tor mit Gleichung (5.1) definiert ist.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} & \underline{S}_{14} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} & \underline{S}_{24} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} & \underline{S}_{34} \\ \underline{S}_{41} & \underline{S}_{42} & \underline{S}_{43} & \underline{S}_{44} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Bei Bestimmung des \underline{S}_{11} -Streuparameters wirkt sich die Belastung von Tor 2 und Tor 4 mit jeweils $50\ \Omega$ nicht auf das Messergebnis aus. Auf Grund der Verkopplung gilt dies jedoch nicht bei Belastung von Tor 3 mit $50\ \Omega$. Deswegen muss zur Bestimmung der Impedanz \underline{Z}_n am Ende einer vertikalen Leitung zunächst die Streumatrix \mathbf{S}_M für den Mischbetrieb – Gleichtakt und Gegentakt – bestimmt werden, bei der zwei verkoppelte Tore zu einem differentiellen Tor verschaltet werden. Der Streuparameter $\underline{S}_{dd,11}$ der Streumatrix \mathbf{S}_M gibt hierbei dann das Verhältnis der rücklaufenden zur hinlaufenden Welle an Tor 1 und Tor 3 an, wenn beide Tore differentiell betrieben werden bzw. wenn ein Phasenversatz von 180° vorliegt. So kann die Darstellung der Antenne als 4-Tor in eine Darstellung als 2-Tor überführt werden, wie in Abbildung 5.6(b) dargestellt ist. Die Streumatrix für den Mischbetrieb \mathbf{S}_M kann mit der Streumatrix \mathbf{S} mit Gleichung (5.2) bestimmt werden [52, 53].

$$\mathbf{S}_M = \mathbf{M}\mathbf{S}\mathbf{M}^{-1} \quad (5.2)$$

Hierbei wird \mathbf{M} als Konversionsmatrix bezeichnet, die die Streumatrix \mathbf{S} in die Streumatrix für den Mischbetrieb \mathbf{S}_M überführt. \mathbf{M} ergibt sich aus den Zusammenhängen der hinlaufenden und rücklaufenden Wellen an den jeweiligen Toren im Gleich- und Gegentaktbetrieb und ist dabei wie folgt definiert.

$$\mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Für den differentiellen Eingang aus Tor 1 und Tor 3 – also im Gegentaktbetrieb – ergibt sich daraus dann der differentielle Streuparameter $\underline{S}_{dd,11}$ mit Gleichung (5.4).

$$\underline{S}_{dd,11} = \frac{1}{2}(\underline{S}_{11} - \underline{S}_{31} - \underline{S}_{13} + \underline{S}_{33}) \quad (5.4)$$

Für einen differentiellen Eingang aus Tor 2 und Tor 4 ergibt sich entsprechend $\underline{S}_{dd,22}$ mit Gleichung (5.5).

$$\underline{S}_{dd,22} = \frac{1}{2}(\underline{S}_{22} - \underline{S}_{42} - \underline{S}_{24} + \underline{S}_{44}) \quad (5.5)$$

Da bei der Messung der differentiellen Streuparameter $\underline{S}_{dd,11}$ bzw. $\underline{S}_{dd,22}$ zwei Tore in Serie verschaltet werden, ergibt sich der Bezugswiderstand zu $R_{d,\text{ref}} = 2 \cdot 50\ \Omega$. Auf Grund des symmetrischen Aufbaus der Ringstruktur ergeben sich dann die Impedanzen am Ende einer vertikalen Leitung zu

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_3 = \frac{1 + \underline{S}_{dd,11}}{1 - \underline{S}_{dd,11}} \cdot \frac{R_{d,\text{ref}}}{2} \quad (5.6)$$

$$\underline{Z}_2 = \underline{Z}_4 = \frac{1 + \underline{S}_{dd,22}}{1 - \underline{S}_{dd,22}} \cdot \frac{R_{d,\text{ref}}}{2}, \quad (5.7)$$

wobei aus Symmetriegründen

$$\underline{S}_{dd,11} = \underline{S}_{dd,22} \quad (5.8)$$

gilt.

5.2.3 Speisetechnik mit Mikrostreifenleitungen

Speisenetzwerk

Die im vorherigen Abschnitt gezeigten simulierten Richtdiagramme und Impedanzen basierten auf vier ideal an den Enden der vertikalen Leitungen angenommenen Speisequellen. Die Speisequellen werden nun im Folgenden durch ein Speisenetzwerk aus $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformatoren und LC-Anpassnetzwerken ersetzt. Ausgehend von einer Antennenhöhe von 10 mm zeigen die Simulationen in Abbildung 5.5(b) bei 2,185 GHz eine am Ende einer vertikalen Leitung hochohmige kapazitive Impedanz. Das LC-Anpassnetzwerk dient im Folgenden dazu, diese komplexe Impedanz in eine rein reelle Impedanz zu transformieren. Das in Abbildung 5.7 dargestellte Speisenetzwerk mit den Anpassnetzwerken – dargestellt mit LC – wird in Mikrostreifentechnik konzipiert, so dass es auf die Oberseite eines Substrates gedruckt werden kann. Für eine sich ergebende zirkular polarisierte

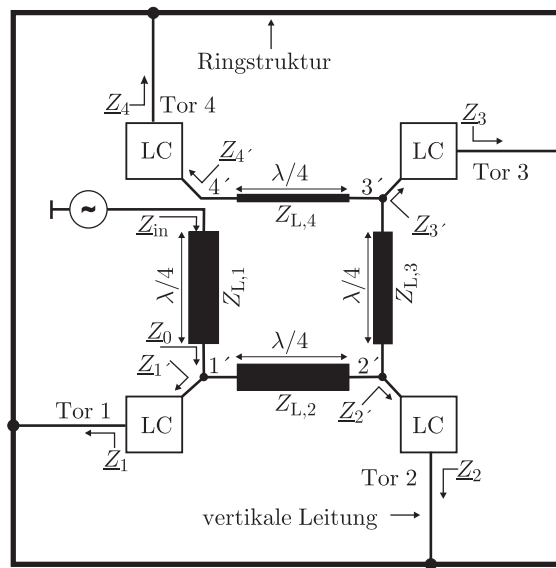


Abbildung 5.7: Schaltbild des Speisenetzwerkes und der Anpassnetzwerke für die Speisung der HEO-Ring-Antenne. Zur Veranschaulichung sind in der Zeichenebene die vertikalen Leitungen und die Ringstruktur planar dargestellt.

Antenne werden das Speisenetzwerk und die Anpassnetzwerke nach folgenden Punkten entworfen:

- Die vier Speisequellen werden durch eine Speisequelle bzw. durch einen Speisepunkt ersetzt.
- Ausgehend von diesem Speisepunkt wird das Speisenetzwerk so aufgebaut, dass ein Strom mit gleicher Amplitude zu jeder vertikalen Leitung fließt.
- Die Struktur des Speisenetzwerkes wird so entworfen, dass sich an den vertikalen Leitungen ein Phasenversatz von 0° , 90° , 180° bzw. 270° ergibt.

Der Abbildung 5.7 ist zu entnehmen, dass das Speisenetzwerk aus vier $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformatoren aufgebaut ist. Die Enden der vertikalen Leitungen sind über die vier LC-Anpassnetzwerke mit dem Speisenetzwerk verbunden. Ein LC-Anpassnetzwerk hat zur

Aufgabe, die jeweilige komplexe Eingangsimpedanz \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 , \underline{Z}_3 und \underline{Z}_4 in die Impedanz $\underline{Z}_{1'}$, $\underline{Z}_{2'}$, $\underline{Z}_{3'}$ und $\underline{Z}_{4'}$ zu transformieren. Aus der Symmetrie der Ringstruktur ergibt sich der Zusammenhang

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = \underline{Z}_3 = \underline{Z}_4 = \underline{Z}_n \quad \text{mit } n = 1, 2, 3, 4. \quad (5.9)$$

Ein Anpassnetzwerk wird jeweils so dimensioniert, dass \underline{Z}_n jeweils in eine reelle Impedanz $\underline{Z}_{n'} = R_{n'}$ transformiert wird. Damit Reflexionen am Punkt 4' des Speisensetzwerkes vermieden werden, muss folglich der Leitungswellenwiderstand des $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformators $Z_{L,4}$ der Impedanz $\underline{Z}_{4'}$ entsprechen und somit $Z_{L,4}$ zu

$$Z_{L,4} = \underline{Z}_{4'} = R_{4'} \quad (5.10)$$

gewählt werden. Am Punkt 3' des Speisensetzwerkes muss der Speisestrom so aufgeteilt werden, dass die gleiche Leistung an Tor 3 und Tor 4 abgegeben wird. Der Leitungswellenwiderstand $Z_{L,3}$ muss dann zu

$$Z_{L,3} = \frac{Z_{L,4} \cdot \underline{Z}_{3'}}{Z_{L,4} + \underline{Z}_{3'}} = \frac{R_{4'} \cdot R_{3'}}{R_{4'} + R_{3'}} = \frac{R_{4'}}{2} \quad (5.11)$$

gewählt werden.

Analog gilt für den Leitungswellenwiderstand $Z_{L,2}$:

$$Z_{L,2} = \frac{Z_{L,3} \cdot \underline{Z}_{2'}}{Z_{L,3} + \underline{Z}_{2'}} = \frac{\frac{R_{4'}}{2} \cdot R_{2'}}{\frac{R_{4'}}{2} + R_{2'}} = \frac{R_{4'}}{3}. \quad (5.12)$$

Die Impedanz \underline{Z}_0 ergibt sich folglich zu

$$\underline{Z}_0 = R_0 = \frac{Z_{L,2} \cdot \underline{Z}_{1'}}{Z_{L,2} + \underline{Z}_{1'}} = \frac{\frac{R_{4'}}{3} \cdot R_{1'}}{\frac{R_{4'}}{3} + R_{1'}} = \frac{R_{4'}}{4}. \quad (5.13)$$

Um die Impedanz \underline{Z}_0 an 50 Ohm anzupassen, kann ein weiterer $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformator verwendet werden, dessen Leitungswellenwiderstand $Z_{L,1}$ sich zu

$$Z_{L,1} = \sqrt{50 \, \Omega \cdot R_0} = \sqrt{50 \, \Omega \cdot \frac{R_{4'}}{4}} \quad (5.14)$$

ergibt. Theoretisch kann durch geeignete Auslegung des Anpassnetzwerkes am Punkt 1' eine Impedanz $R_0 = 50 \, \Omega$ erzielt werden, wodurch der $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformator mit $Z_{L,1}$ entfallen würde. Jedoch bedeutet dies, dass die Eingangsimpedanzen \underline{Z}_n nach $R_{n'} = 200 \, \Omega$ transformiert werden müssten. Nach obiger Rechnung beträgt der Leitungswellenwiderstand $Z_{L,4}$ dann ebenfalls $200 \, \Omega$. Dieses Vorgehen ist praktisch jedoch nur schwer realisierbar, da sich eine Leitung in Mikrostreifentechnik mit einem solchen hochohmigen Leitungswellenwiderstand auf Grund der sich ergebenden extrem dünnen Leiterbreite nur schwer in Ätztechnik realisieren lässt. So weist eine auf einem 0,76 mm starken Substrat gedruckte $200 \, \Omega$ -Leitung in Mikrostreifentechnik bei einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 3,48$ eine Leiterbreite von nur 0,019 mm auf. Bei dieser Leiterbreite und einer Frequenz von etwa 2 GHz können ohmsche Verluste nicht mehr als vernachlässigbar betrachtet werden.

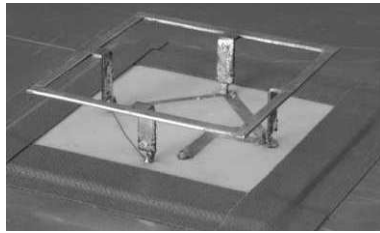
Daher empfiehlt es sich, R_n niederohmiger zu wählen und für die Transformation in $50\ \Omega$ einen weiteren $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformator zu verwenden.

In den folgenden Betrachtungen ist das LC-Anpassnetzwerk so ausgelegt, dass die Impedanzen \underline{Z}_n nach $R_{n'} = Z_{L,4} = 120\ \Omega$ transformiert werden. Dies bedeutet, dass eine Leitung in Mikrostreifentechnik mit einem Leitungswellenwiderstand von $120\ \Omega$ auf einem $0,76\ \text{mm}$ starken Substrat mit einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 3,48$ dann mit einer Leiterbreite von etwa $0,24\ \text{mm}$ konzipiert werden kann.

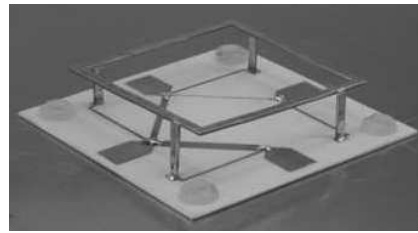
Die $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformatoren mit den Leitungswellenwiderständen $Z_{L,2}$, $Z_{L,3}$ und $Z_{L,4}$ sorgen jedoch nicht nur für eine symmetrische Leistungsaufteilung. Gleichzeitig fungieren sie auch als 90° -Phasenschieber, um die entsprechende Phase am Tor 1 bis Tor 4 von 0° , 90° , 180° und 270° zu generieren.

Anpassnetzwerk mit diskreten Bauelementen

Zunächst wurden die LC-Anpassnetzwerke mit diskreten Bauelementen aufgebaut. Hierzu wurde jeweils eine Induktivität in SMD-Ausführung in Serie zwischen dem Ende einer vertikalen Leitung und den entsprechenden Punkten 1', 2', 3' bzw. 4' des Speisensatzwerkes aus Abbildung 5.7 angeschlossen. Dadurch wurde die kapazitive Eingangsimpedanz \underline{Z}_n auf einem $R=\text{const}$ -Kreis nach $\underline{Z}_{n'}$ transformiert. Bei entsprechender Wahl der Induktivität wird eine reelle Impedanz R_n erzielt. In Abbildung 5.9(a) ist die in einer Simulation bestimmte Impedanz \underline{Z}_n sowie der Transformationsweg im Smith-Diagramm dargestellt. Auf Grundlage der oben beschriebenen theoretischen Überlegungen zeigt Abbildung 5.8 die danach entworfene und realisierte HEO-Ring-Antenne. Der Abstand



(a) Realisierte HEO-Ring-Antenne mit Serieninduktivitäten ausgeführt mit SMD-Bauelementen.



(b) Realisierte HEO-Ring-Antenne mit Speisensatzwerk und Anpassnetzwerken in Mikrostreifentechnik.

Abbildung 5.8: HEO-Ring-Antenne mit verschiedenen Anpassnetzwerken. Das Speisensatzwerk ist auf einem keramischen Substrat der Stärke $0,76\ \text{mm}$ gedruckt.

der aus einem $0,6\ \text{mm}$ starken Metallblech gestanzten Ringstruktur beträgt wie auch in der Simulation $10\ \text{mm}$ zur Metallfläche. Die Ringstruktur könnte genauso wie das Speisensatzwerk auch auf ein Substrat gedruckt werden, jedoch wird in diesem Fall ein Metallblech herangezogen, da sich so die vertikalen Leitungen leicht realisieren lassen, die zudem als Abstandshalter fungieren. Außerdem können so eventuelle dielektrische Verluste im Substrat vermieden werden. In dem Aufbau aus Abbildung 5.8(a) beträgt der Wert der SMD-Induktivitäten $27\ \text{nH}$.

In Abbildung 5.9(b) sind die gemessenen LHCP und RHCP Gewinnindigramme der in Abbildung 5.8(a) dargestellten HEO-Ring-Antenne bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$ und bei einer Frequenz von $2,235\ \text{GHz}$ dargestellt. Wie

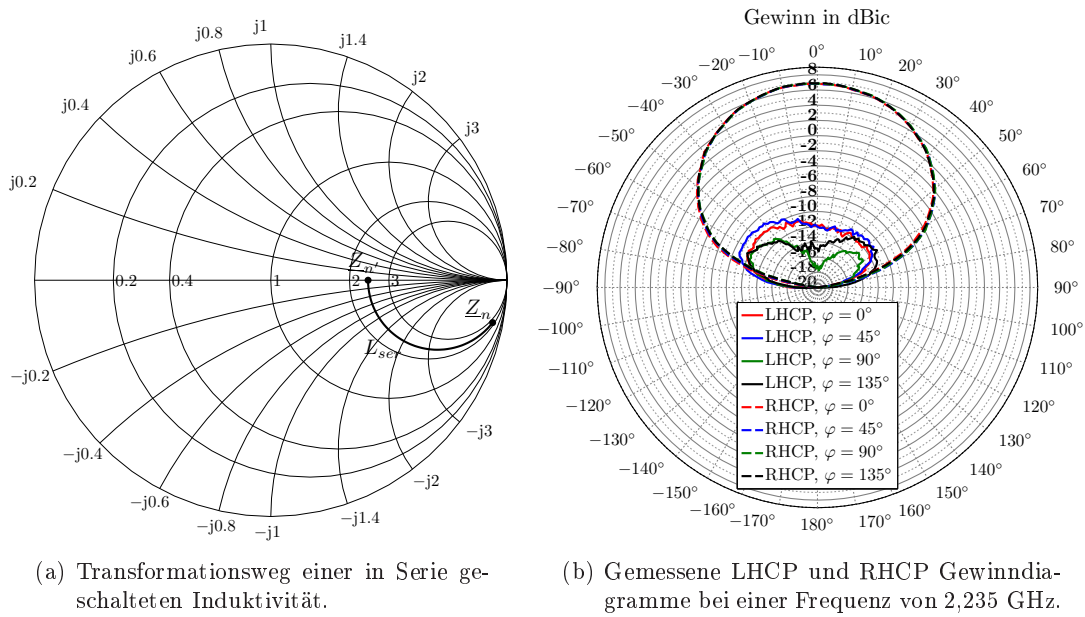


Abbildung 5.9: Transformationsweg und Gewinnprofile der HEO-Ring-Antenne aus Abbildung 5.8(a).

Abbildung 5.9(b) erkennen lässt, beträgt das Kreuzpolarisationsverhältnis mehr als 17 dB. Abbildung 5.10 stellt die simulierte und gemessene Richtcharakteristik gegenüber, wodurch die sehr gute Übereinstimmung der Profile deutlich wird. Die Messung bestätigt somit

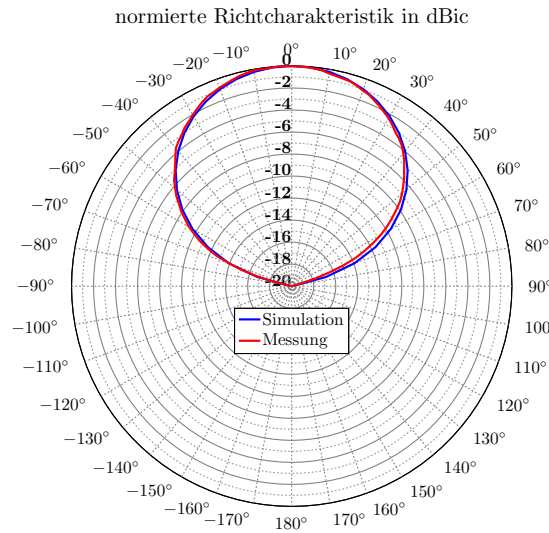


Abbildung 5.10: Vergleich der simulierten und gemessenen Richtcharakteristik.

die bereits in der Simulation gezeigte gleichförmige und symmetrische Richtcharakteristik. Wie auch bei der Simulation beträgt die gemessene Halbwertsbreite $\theta_{HB} = 70^\circ$, jedoch beträgt der Gewinn bei $\theta = 0^\circ$ nur 7 dBic. Im Vergleich zu dem simulierten Richtfaktor nach Abbildung 5.4(a) ergibt sich ein Unterschied bei $\theta = 0^\circ$ von etwa 2 dB, welcher sich

auf Grund von Verlusten ergibt. Die Verluste treten zum einen im Speisernetzwerk und zum anderen in den Induktivitäten auf.

Um die Verluste zu minimieren, wird im nächsten Schritt versucht, ein LC-Anpassnetzwerk in Mikrostreifentechnik zu realisieren, wobei die dafür benötigten Kapazitäten und Induktivitäten in gedruckter Form ausgeführt werden. Die vertikalen Leitungen werden dann bei diesem Aufbau direkt auf das untere Substrat gelötet.

Anpassnetzwerk in Mikrostreifentechnik

Bekanntlich kann in erster Näherung eine Induktivität durch eine hochohmige Leitung ersetzt werden. Ausgehend von einer in Abbildung 5.9(a) dargestellten Impedanz Z_n – müsste eine hochohmige Leitung in Mikrostreifentechnik einen Wellenwiderstand von deutlich mehr als 250Ω aufweisen, damit eine Transformation von Z_n nach $R_n' = 120 \Omega$ erzielt wird und somit auf die Serieninduktivitäten in SMD-Ausführung verzichtet werden kann. Dies erfordert jedoch eine extrem dünne und somit schwer zu realisierende Leitung von weniger als $0,01 \text{ mm}$, wenn von einer Substratstärke von $1,5 \text{ mm}$ und einer Dielektrizitätszahl von $\varepsilon_r = 3,48$ ausgegangen wird.

Die Transformation zu einer reellen Impedanz wird daher in Form einer Serieninduktivität und einer Parallelkapazität in Mikrostreifentechnik aufgebaut. Die Serieninduktivität wird mit einer dünnen hochohmigen Leitung angenähert, hingegen wird die Parallelkapazität als offene Stichleitung ausgeführt. Die hochohmige Leitung transformiert die Impedanz auf einem $m=\text{const}$ -Kreis, wobei die Stichleitung die Impedanz anschließend auf einem $G=\text{const}$ -Kreis bei richtiger Dimensionierung auf die reelle Achse im Smith-Diagramm transformiert. Der prinzipielle Transformationsweg ist in Abbildung 5.11(a) dargestellt. Abbildung 5.11(b) zeigt bei einer Frequenz von $2,21 \text{ GHz}$ die gemessenen LHCP und RHCP Gewinn- und Richtkoeffizienten.

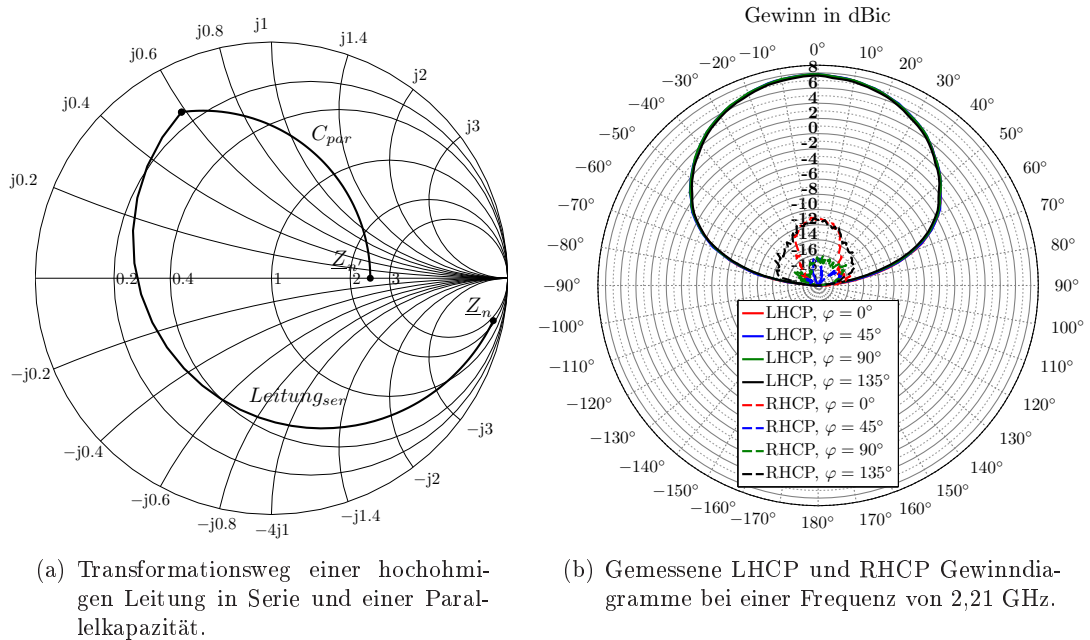


Abbildung 5.11: Transformationsweg und Gewinnindigramme der HEO-Ring-Antenne aus Abbildung 5.8(b).

Gewinndiagramme der in Abbildung 5.8(b) dargestellten HEO-Ring-Antenne. Das Kreuzpolarisationsverhältnis beträgt bei $\theta = 0^\circ$ mehr als 18 dB. Das Speisernetzwerk und das Anpassnetzwerke sind in Mikrostreifentechnik nach dem beschriebenen Prinzip ausgeführt. Im Vergleich zum simulierten Richtfaktor in Abbildung 5.9(b) ergibt sich auch bei dieser Ausführung eine Halbwertsbreite von $\theta_{HB} = 70^\circ$. Der gemessene Gewinn beträgt bei $\theta = 0^\circ$ 8 dBic und ist somit im Vergleich zur Antenne mit SMD-Induktivitäten in Richtung Zenit um etwa 1 dB größer. Die Messungen bestätigen somit, dass die Verluste, die durch die SMD-Induktivitäten verursacht werden, mit Anpassnetzwerken in Mikrostreifentechnik um etwa 1 dB reduziert werden können.

Weiterhin sind jedoch vor allem dielektrische Verluste von etwa 1 dB vorhanden, wenn die gemessenen Gewinndiagramme mit dem simulierten Richtfaktor aus Abbildung 5.4(a) verglichen wird.

5.2.4 Speisetechnik mit Koppelleiter

Messungen zu den im vorherigen Abschnitt vorgestellten Varianten der HEO-Ring-Antenne ergeben, dass die Ausführung des Speisernetzwerks und der Anpassnetzwerke mit diskreten Bauelementen bzw. in Mikrostreifentechnik Verluste von bis zu 2 dB zur Folge haben.

Abbildung 5.12 zeigt die HEO-Ring-Antenne mit einer alternativen Speisetechnik, bei der die Ringstruktur mit einer Koppelleitung angeregt wird. Der am Fußpunkt der vertikalen

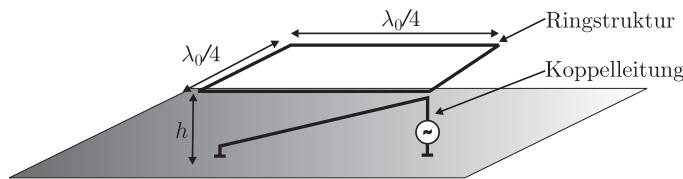


Abbildung 5.12: HEO-Ring-Antenne aus einer Koppelleitung und einer über einer Massefläche frei schwebenden Ringstruktur.

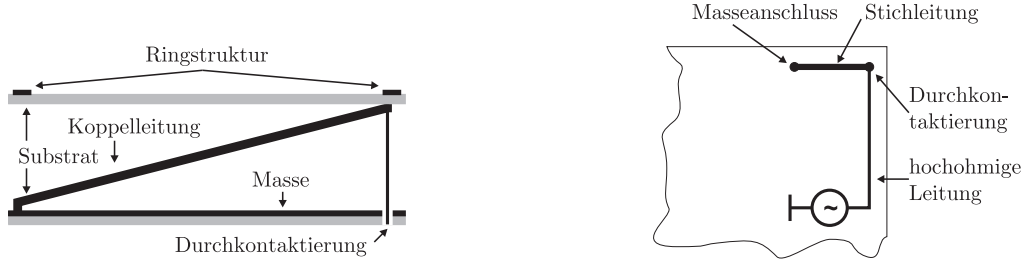
len Koppelleitung eingespeiste Strom erzeugt am Ende der vertikalen Leitung ein elektromagnetisches Feld, das auf die Ringstruktur koppelt. Ähnlich wie bei einem Richtkoppler verläuft der Strom auf der Ringstruktur entgegengesetzt zum Strom auf der schräg verlaufenden Koppelleitung, wobei das Ende der Koppelleitung an Masse angeschlossen ist. Der Verlauf der schräg verlaufenden Koppelleitung bestimmt somit die Polarisationsrichtung des elektrischen Feldes.

Die Koppelleitung wird auf ein vertikales Substrat gedruckt, das zugleich als Abstandhalter zur Metallfläche dient. Im Gegensatz zur vorherigen Ausführung der HEO-Ring-Antenne wird die Ringstruktur auf einem horizontal über der Massefläche liegenden Substrat gedruckt. Die vertikalen Leitungen zwischen Ringstruktur und Speisernetzwerk entfallen bei diesem Konzept. Durch den Verkürzungsfaktor des Dielektrikums entspricht der Umfang der Ringstruktur U nicht exakt der Wellenlänge λ_0 . Für den Umfang gilt

$$U < \lambda_0, \quad (5.15)$$

wobei je nach Dielektrizitätszahl, Höhe der Ringstruktur über der Massefläche und Breite der Ringstruktur sich ein Umfang ergibt, bei dem sich ein optimales Kreuzpolarisationsverhältnis zwischen dem LHCP Gewinn und dem RHCP Gewinn einstellt.

Abbildung 5.13(a) zeigt die Seitenansicht der HEO-Ring-Antenne, bei der die Antennenstrukturen detaillierter dargestellt sind. Auch bei gekoppelter Speisung der Ringstruktur

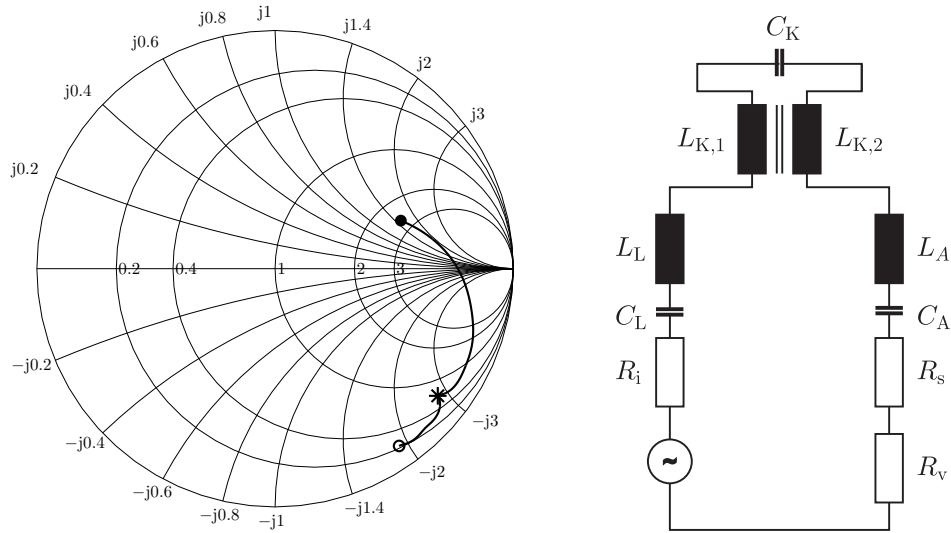


(a) Koppelleitung der HEO-Ring-Antenne auf dem vertikalen Substrat.

(b) Anpassnetzwerk auf dem unteren Substrat.

Abbildung 5.13: Koppelleitung und Anpassnetzwerk der HEO-Ring-Antenne.

tur ist ein Anpassnetzwerk nötig, um die Impedanz am Ende der vertikalen Leitung nach 50Ω zu transformieren. Abbildung 5.14(a) zeigt die simulierte Eingangsimpedanz bei Speisung der Antenne am Ende der vertikalen Koppelleitung. Die Impedanzen von 2,0 GHz bis



(a) Simulierter Impedanzverlauf am Ende der vertikalen Leitung von 2,0 GHz (●) bis 2,5 GHz (○). (★) markiert die Impedanz bei 2,326 GHz.

(b) Ersatzschaltbild der gekoppelten HEO-Ring-Antenne.

Abbildung 5.14: Impedanzverlauf und Ersatzschaltbild der HEO-Ring-Antenne.

2,5 GHz am Ende der vertikalen Leitung bilden im Smith-Diagramm eine Resonanzschleife, die typisch für Kopplungsbandfilter ist [44]. In Anlehnung an ein Richtkoppler ist in Abbildung 5.14(b) das Ersatzschaltbild der gekoppelten HEO-Ring-Antenne dargestellt. Die Bauelemente L_L und C_L stellen die Koppelleitung dar und die Bauelemente L_A und C_A repräsentieren die Ringstruktur mit dem Verlustwiderstand R_v und dem Strahlungs-

widerstand R_s . Die Bauelemente $L_{K,1}$, $L_{K,2}$ und C_K beschreiben die eigentliche Kopplung von der schräg verlaufenden Leitung auf die Ringstruktur.

Im Vergleich zum Anpassnetzwerk aus dem vorherigen Abschnitt fällt das in Abbildung 5.13(b) dargestellte Anpassnetzwerk aus einer kurzgeschlossenen Stichleitung und einer hochohmigen Leitung in Serie sehr viel einfacher aus. Es wird auf das untere Substrat gedruckt und mit einer Durchkontaktierung mit der vertikalen Koppelleitung verbunden. Die kurzgeschlossene Stichleitung transformiert zunächst die Impedanz auf einem $G=\text{const}$ -Kreis in Richtung der reellen Achse des Smith-Diagramms. Die in Serie geschaltete hochohmige Leitung transformiert anschließend die resultierende Impedanz auf einem $m=\text{const}$ -Kreis in $50\ \Omega$.

Abbildung 5.15 zeigt eine realisierte HEO-Ring-Antenne mit gekoppelter Speisetechnik. Die Metallstrukturen sind auf einem verlustarmen 0,76 mm starken Substrat mit einer

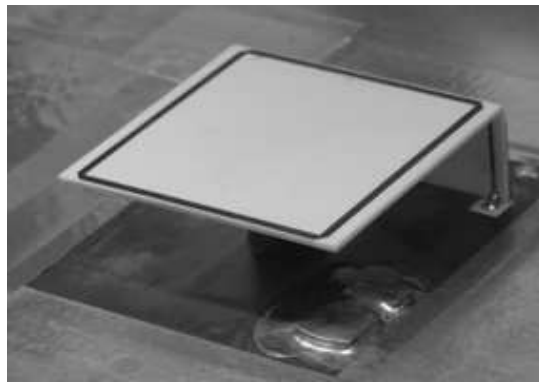


Abbildung 5.15: Realisierte HEO-Ring-Antenne mit Koppelleitung.

Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 3,48$ und einem Verlustfaktor von $\tan \delta = 0,0032$ gedruckt.

In Abbildung 5.16 sind die simulierten LHCP und RHCP Richtdiagramme und gemessenen LHCP und RHCP Gewinn diagramme der in Abbildung 5.15 gezeigten HEO-Ring-Antenne dargestellt. Die gemessenen Gewinn diagramme zeigen bei $\theta = 0^\circ$ ein Strahlungsmaximum von etwa 8 dBic und ein Kreuzpolarisationsverhältnis von etwa 8 dB. Experimentelle Untersuchungen ergeben, dass eine sehr große Empfindlichkeit bzgl. des Abstandes zwischen der Ringstruktur und der Koppelleitung bei diesem Aufbau besteht. Der Abstand zwischen beiden Strukturen muss exakt eingehalten werden, so dass sich ein optimales Kreuzpolarisationsverhältnis einstellt. Der links-zirkular polarisierte Gewinn der HEO-Ring-Antenne reduziert sich entsprechend eines geringen Kreuzpolarisationsverhältnisses, da die abgestrahlte Leistung auf zwei Polarisationen – in dem Fall LHCP und RHCP – verteilt wird. Jedoch lässt sich aus dem Achsenverhältnis AR der Polarisationsverlust L_{Pol} bestimmen, so dass das theoretisch mögliche Strahlungsmaximum und daraufhin die Verluste der Antenne abgeschätzt werden können.

Das Achsenverhältnis AR lässt sich über das Kreuzpolarisationsverhältnis XPR des links-zirkular und rechts-zirkular polarisierten Feldes berechnen [54, 55]. Das Kreuzpolarisationsverhältnis berechnet sich dementsprechend mit Gleichung (5.16)

$$\frac{|\vec{E}_{LHCP}|}{|\vec{E}_{RHCP}|} = XPR \sim \frac{G_{LHCP}}{G_{RHCP}}, \quad (5.16)$$

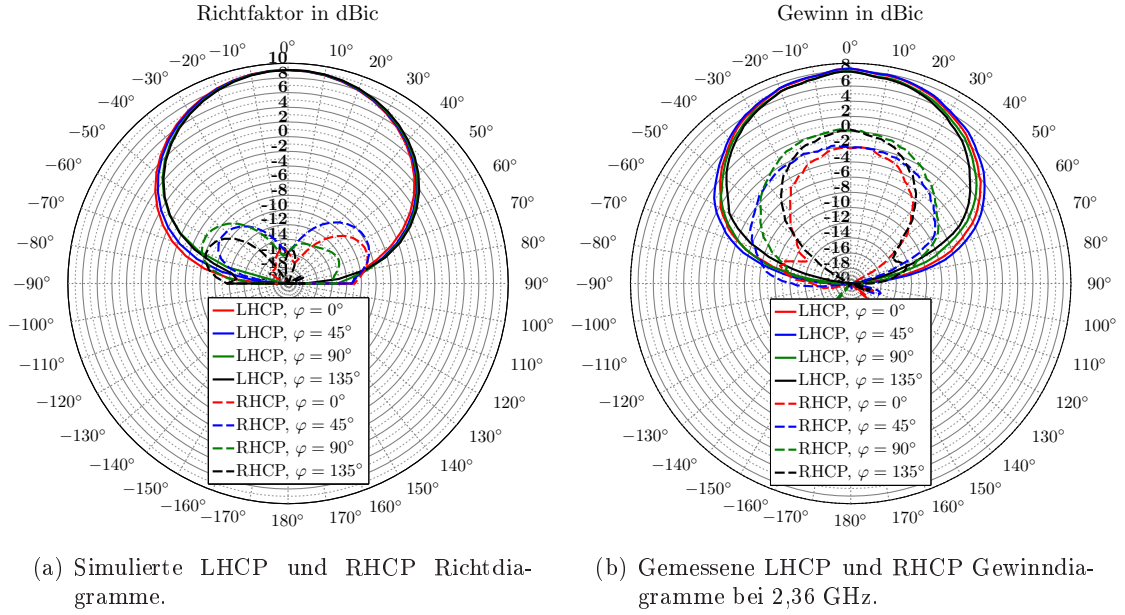


Abbildung 5.16: Richtdiagramme und Gewinnndiagramme der gekoppelten HEO-Ring-Antenne bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$.

wobei dieses proportional zum jeweils gemessenen Gewinn für das links-zirkular polarisierte und das rechts-zirkular polarisierte Feld ist. Das Achsenverhältnis lässt sich dann mit Umformen von Gleichung (5.17)

$$XPR = \frac{AR - 1}{AR + 1} \quad (5.17)$$

mit Gleichung (5.18) berechnen.

$$AR = \frac{XPR + 1}{XPR - 1} \quad (5.18)$$

Der Polarisationsverlust L_{Pol} ergibt sich dann aus dem Kreuzpolarisationsverhältnis zu

$$L_{\text{Pol}} = \frac{1}{1 + |XPR|^2} \quad (5.19)$$

bzw. aus dem Achsenverhältnis mit Gleichung (5.20).

$$L_{\text{Pol}} = \frac{(AR + 1)^2}{2(AR^2 + 1)} \quad (5.20)$$

Mit dem gemessenen Kreuzpolarisationsverhältnis von etwa 8 dB aus Abbildung 5.16(b) ergibt sich nach Gleichung (5.20) somit ein Polarisationsverlust von etwa $-0,6$ dB. Ausgehend von einer vorzugsweise links-zirkular polarisierten HEO-Ring-Antenne, könnte also theoretisch für die in Abbildung 5.15 dargestellte Antenne ein Strahlungsmaximum von etwa 8,6 dBic erreicht werden. Es bestätigt sich somit, dass die im vorherigen Abschnitt vor allem im Speisetzwerk nach 5.2.3 aufgetretenen Verluste durch die gekoppelte Spei-

setechnik nach 5.2.4 reduziert werden können.

5.3 2-Antennen-Diversity-Kombination

Wie in Kapitel 4 gezeigt wurde, ist die Integration einer Antenne mit homogener Phasenbelegung – wie die GEO-Ring-Antenne – und einer Antenne mit zirkulierender Phasenbelegung – wie eine planare Antenne in Mikrostreifentechnik – unter der Voraussetzung einer ausreichend guten Entkopplung möglich. Basierend auf dieser Erkenntnis wird in diesem Abschnitt die Kombination der GEO-Ring-Antenne mit der HEO-Ring-Antenne betrachtet, die dann für ein Antennen-Diversity-System für Satellitendienste Anwendung finden kann. Durch die Kombination der beiden Antennen kann erneut eine schwenkbare Richtcharakteristik erzielt werden, die jedoch nun für GEO- als auch für HEO-Satellitensysteme gleichermaßen geeignet ist.

Für diese Untersuchungen wurde die HEO-Ring-Antenne mit gedrucktem Speisernetzwerk und mit einer aus Blech gestanzten Ringstruktur verwendet, da dies eine einfachere Abstimmung der HEO-Ring-Antenne ermöglichte. Experimentelle Untersuchungen zeigen, dass kleine Abstimmungen an den Antennenstrukturen vorgenommen werden müssen, wenn beide Antennen ihr Phasenzentrum auf einer gemeinsamen, in Richtung Zenit gerichteten Achse aufweisen.

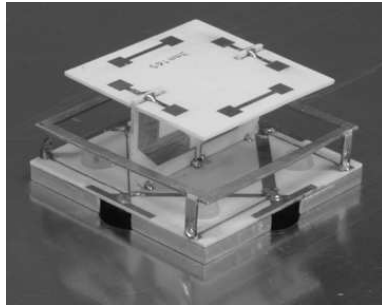
Für die GEO-Ring-Antenne aus Serienresonanzkreisen wirkt sich die Kombination vor allem auf die Größe der Kondensatoren aus. Die Ringstruktur der HEO-Ring-Antenne wirkt wie eine hoch gesetzte Massefläche auf die GEO-Ring-Antenne, wodurch der Leitungswellenwiderstand der hochohmigen Leitung zwischen den Kapazitäten folglich abnimmt. Damit bei gleichbleibender Frequenz weiterhin eine Resonanz der GEO-Ring-Antenne entsprechend dem Verhältnis

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.21)$$

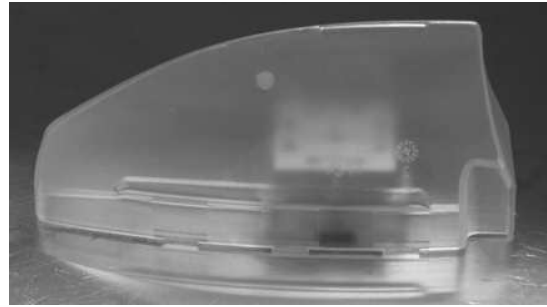
erreicht wird, muss dieser Effekt dann durch Vergrößern der Kapazitäten ausgeglichen werden. Geht man von einer Antennenhöhe von 17 mm, einer Länge der Verbindungsleitung zwischen zwei Kapazitäten von 9,5 mm, sowie einer Leitungsbreite von 1,0 mm aus, dann ergibt sich nach den Gleichungen (4.6) und (4.9)–(4.12) eine Kapazität von 0,61 pF bei einer Frequenz von 2,185 GHz. Die Kantenlänge eines quadratisch ausgeführten, mit Dielektrikum gefüllten Plattenkondensators mit einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 3,66$ und unter Berücksichtigung der Randstreuung würde dann 3,026 mm ergeben. Messtechnisch ist jedoch eine etwas größere Kantenlänge von 3,165 mm ermittelt worden. Führt man die Berechnung für eine Antennenhöhe von 7 mm aus – dies entspricht dem Abstand der GEO-Ring-Antenne zur HEO-Ring-Antenne – dann ergibt sich eine Kantenlänge von 3,452 mm. Der messtechnisch ermittelte Wert der Kantenlänge liegt somit zwischen dem berechneten Wert bei der Annahme, dass die HEO-Ring-Antenne nicht vorhanden wäre, und dem Wert bei der Annahme, dass die HEO-Ring-Antenne eine Massefläche darstellen würde. Umgekehrt wirken sich die Metallstrukturen der GEO-Ring-Antenne derart auf die HEO-Ring-Antenne aus, dass der Ringumfang der HEO-Ring-Antenne geringfügig vergrößert werden muss.

Abbildung 5.17(a) zeigt eine realisierte Kombination beider Antennen, die auf einem 3 mm hohen Metallsockel montiert sind, wobei die Grundfläche des Metallsockels

40 mm \times 40 mm beträgt. Abbildung 5.17(b) verdeutlicht, dass der Aufbau in Abbil-



(a) Realisierte 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne.



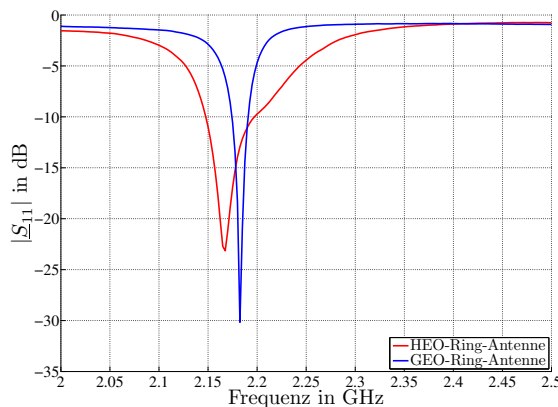
(b) 2-Antennen-Diversity-Kombination unter einer für Automobilanwendungen typischen Schutzhaube.

Abbildung 5.17: 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne.

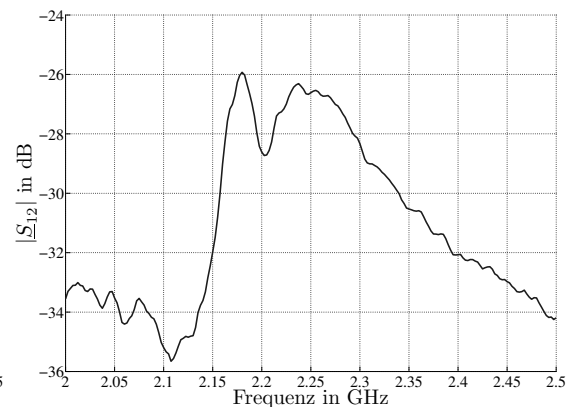
dung 5.17(a) leicht unter einer Schutzhaube, die für Automobilanwendungen eine typische Form aufweist, Platz findet. Die Ringstruktur der HEO-Ring-Antenne befindet sich bei diesem Aufbau 10 mm über dem Metallsockel. Der Abstand zwischen der Ringstruktur der GEO-Ring-Antenne und der Ringstruktur der HEO-Ring-Antenne beträgt 7 mm, wodurch sich ein Gesamtvolumen von 40 mm \times 40 mm \times 17 mm ohne Berücksichtigung des Metallsockels ergibt.

Reflexionsdämpfung und Kopplung der 2-Antennen-Diversity-Kombination

Abbildung 5.18(a) zeigt die gemessene Reflexionsdämpfung beider Antennen bezüglich 50 Ω , hingegen zeigt Abbildung 5.18(b) die Kopplung beider Antennen innerhalb eines Frequenzbereichs von 2,0 GHz bis 2,5 GHz. Bei einer Frequenz von 2,185 GHz beträgt die



(a) Reflexionsdämpfung bezüglich 50 Ω .



(b) Kopplung beider Antennen.

Abbildung 5.18: Gemessene Reflexionsdämpfung und Kopplung bei Kombination der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne.

Reflexionsdämpfung der GEO-Ring-Antenne etwa -20 dB, die der HEO-Ring-Antenne

etwa -12 dB. Die HEO-Ring-Antenne zeigt gegenüber der GEO-Ring-Antenne eine deutlich größere Bandbreite, bei der die Reflexionsdämpfung weniger als -10 dB beträgt. Trotz Integration beider Antennen auf einer Fläche von $40 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$ wird bei $2,185 \text{ GHz}$ eine ausreichend gute Entkopplung von -26 dB erreicht.

Richtcharakteristiken der 2-Antennen-Diversity-Kombination

Abbildung 5.19(a) zeigt bei $2,185 \text{ GHz}$ die jeweils gemessenen LHCP Gewinn diagramme der GEO-Ring-Antenne bzw. der HEO-Ring-Antenne bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$. Bei den Messungen ist jeweils eine der beiden

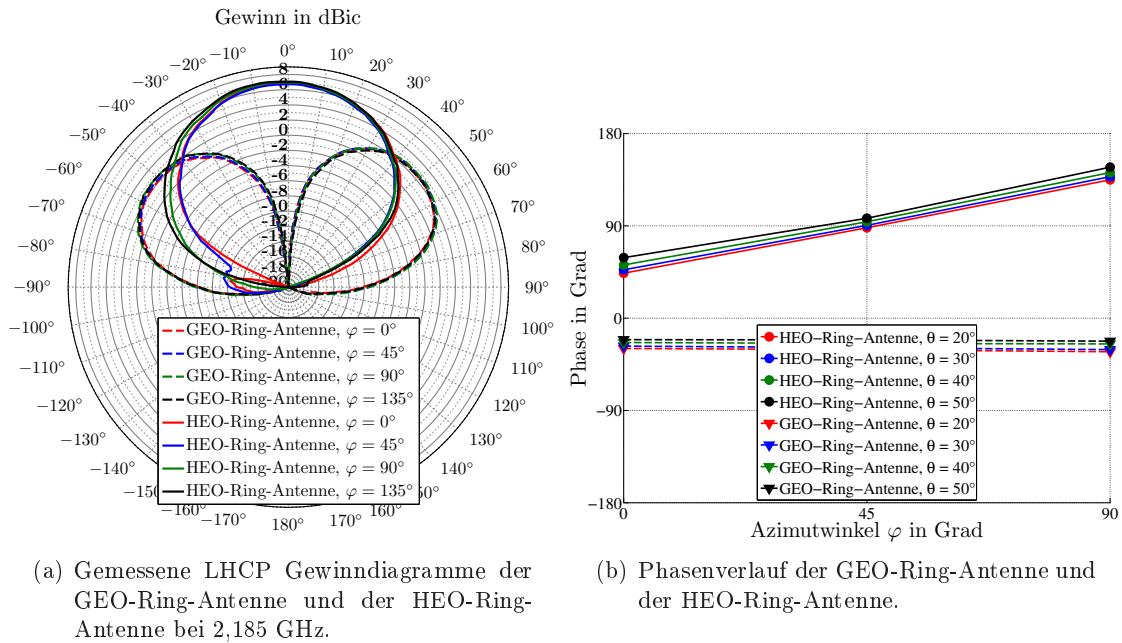


Abbildung 5.19: Gemessene Gewinn diagramme und Phasen der Richtcharakteristik der GEO-Ring-Antenne kombiniert mit der HEO-Ring-Antenne.

Antennen mit 50Ω abgeschlossen. Auch bei einer Kombination beider Antennen bleibt die Symmetrie der Richtcharakteristik erhalten. Die Gleichförmigkeit der Richtcharakteristik der HEO-Ring-Antenne kann in diesem Beispiel durch Verändern des Ringumfangs weiter optimiert werden. Die Messung zeigt jedoch auch, dass die HEO-Ring-Antenne durch die Anwesenheit der GEO-Ring-Antenne eine Halbwertsbreite von etwa $\theta_{\text{HB}} = 60^\circ$ aufweist, die sich somit um 10° im Vergleich zur gemessenen Halbwertsbreite in Abbildung 5.11(b) verringert hat.

Abbildung 5.19(b) zeigt die gemessenen Phasen der Richtcharakteristik bei verschiedenen Elevationswinkeln, dargestellt über dem Azimutwinkel φ . Vergleichbar mit der dargestellten Phase der planaren Antenne in Abbildung 4.16 ergibt sich auch für die HEO-Ring-Antenne eine lineare Phase in Abhängigkeit des Azimutwinkels φ . Wie schon in Abbildung 4.16(b) gezeigt wurde, ergibt sich für die GEO-Ring-Antenne auch hier wieder eine konstante Phase der Richtcharakteristik unabhängig vom Azimutwinkel.

Schwenkbare Richtcharakteristik mit der 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne

Bei Anschluss der Antennen an ein 2-Antennen-Diversity-Modul, wie es in Abbildung 2.4 prinzipiell dargestellt ist, können die Antennen miteinander verschaltet werden. Nur eine von beiden Antennen kann dabei ausgewählt werden oder beide Antennen mit einer bestimmten Phasendifferenz $\Delta\phi$ verschaltet werden. Ein Nachstellen der Phase ϕ im jeweiligen Empfangspfad und eine anschließende Addition beider Signale resultiert in einem Schwenken der Richtcharakteristik in verschiedene Raumrichtungen. Die Richtung der geschwenkten Richtcharakteristik wird über die Phasendifferenz $\Delta\phi$ beider Empfangspfade bestimmt.

Abbildung 5.20 zeigt die geschwenkten Gewinn diagramme bei einer Verschaltung der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne bei zwei Phasendifferenzen. Zusätzlich sind die Gewinn diagramme jeder einzelnen Antenne dargestellt. Aus den Diagrammen

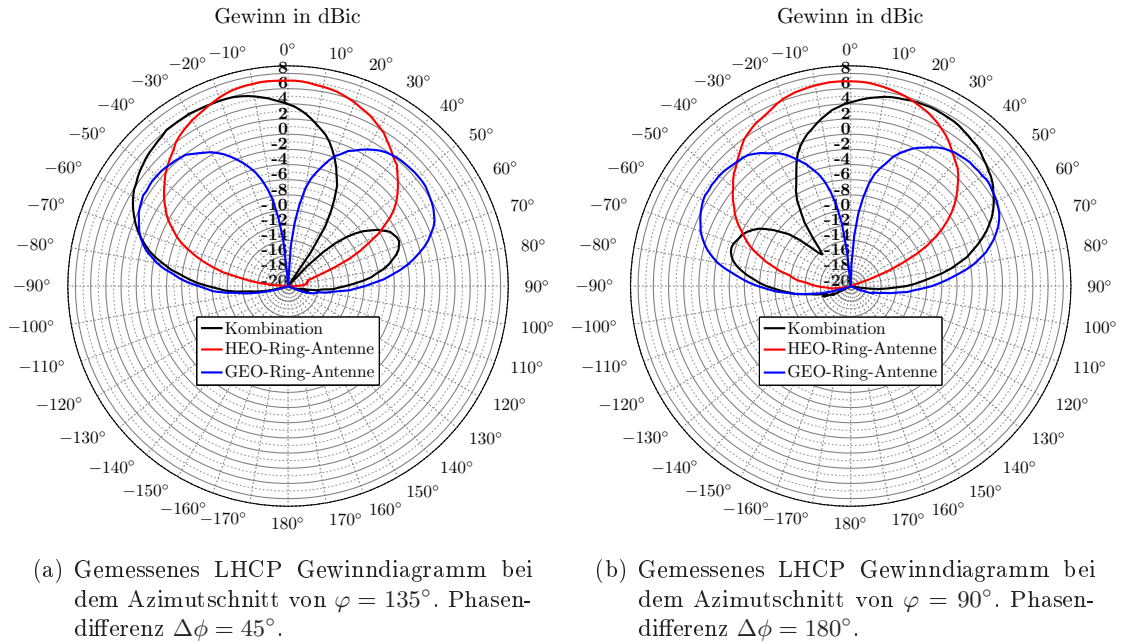


Abbildung 5.20: Geschwenkte Gewinn diagramme der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne bei 2,185 GHz.

wird der Vorteil bei Verschaltung dieser Antennentypen deutlich. In Abbildung 5.20(a) ist in einem Winkelbereich von $-70^\circ \leq \theta \leq -25^\circ$ eine Verbesserung des Antennengewinns um bis zu 3 dB möglich. Diese Gewinnzunahme ist ebenfalls in Abbildung 5.20(b) zu erkennen, jedoch in einem Winkelbereich von $+20^\circ \leq \theta \leq +55^\circ$.

Auf Grund der schmalen Halbwertsbreite der HEO-Ring-Antenne gegenüber der planaren Antenne, wodurch sich ein höherer Gewinn der HEO-Ring-Antenne in Richtung Zenit ergibt, ist die Kombination aus der HEO-Ring-Antenne und der GEO-Ring-Antenne vor allem für HEO-Satellitensysteme geeignet. Die geschwenkten Gewinn diagramme aus Abbildung 5.20 zeigen im Vergleich zum geschwenkten Gewinn diagramm bei Verschaltung der planaren Antenne mit der GEO-Ring-Antenne aus Abbildung 4.17(b) einen höheren Gewinn von mehr als 1 dB vor allem in den Winkelbereichen zwischen $-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$.

Jedoch verdeutlichen die geschwenkten Gewinn diagramme aus Abbildung 5.20 auch, dass sich mit dieser Antennenkombination auch für GEO-Satellitensysteme eine Empfangsverbesserung im Vergleich zu einer Einzelantenne erzielen lässt.

5.4 3-Antennen-Diversity-Kombination

Im Kapitel 4 wurde unter anderem angesprochen, dass die Verschaltung einer planaren Antenne mit einer Monopol-Antenne für extrem niedrige Elevationswinkel eine Empfangsverbesserung mit sich bringt. Durch die orthogonalen Feldanteile der beiden Antennen ist die Kopplung sehr gering, so dass beide Antennen an gleicher Stelle positioniert werden können.

Bei einer Verschaltung der GEO-Ring-Antenne mit einer Monopol-Antenne sind die jeweiligen elektrischen Felder ebenfalls orthogonal, da zum einen die GEO-Ring-Antenne horizontal polarisiert und zum anderen die Monopol-Antenne vertikal polarisiert ist. Diese Eigenschaft wird bei Verschaltung der GEO-Ring-Antenne mit einer Monopol-Antenne ausgenutzt, um so neben der HEO-Ring-Antenne eine zusätzliche zirkular polarisierte Satellitenantenne zu generieren.

Zu diesem Zweck wurde eine Monopol-Antenne aus zwei vertikalen Drähten realisiert, die auf dem unteren Substrat über eine Verbindungsleitung parallel verschaltet werden. Die Drähte mit einer Länge von 17 mm sind jeweils in einem Abstand von 8 mm mittig zum vertikalen Substrat angeordnet. Um eine Anpassung an $50\ \Omega$ zu erzielen, wurden die vertikalen Drähte am oberen Ende mit einer kreuzförmigen Struktur kapazitiv belastet. Die Anpassung erfolgte dann, wie es in Kapitel 4 beschrieben wurde, mit einer hochohmigen Leitung in Serie und einer anschließenden offenen Stichleitung, die sich wie eine parallel geschaltete Kapazität verhält.

Abbildung 5.21 zeigt die realisierte 3-Antennen-Diversity-Kombination, die dem Aufbau der 2-Antennen-Diversity-Kombination aus Abbildung 5.17(a) entspricht, jedoch um die Monopol-Antenne erweitert wurde. Trotz der Erweiterung mit der Monopol-Antenne zu

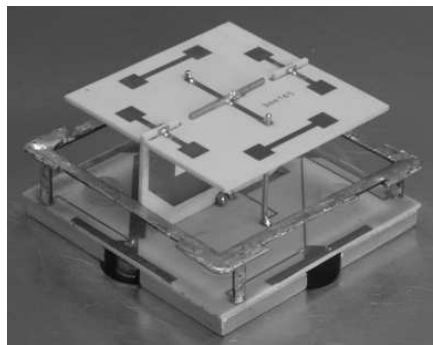


Abbildung 5.21: Realisierte 3-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne.

einer 3-Antennen-Diversity-Kombination bleibt die Abmessung der Gesamtstruktur von $40\text{ mm} \times 40\text{ mm} \times 17\text{ mm}$ unverändert, so dass die 3-Antennen-Diversity-Kombination ebenfalls unter einer für Automobilanwendungen üblichen Schutzhaube Platz findet.

Kopplung der 3-Antennen-Diversity-Kombination

Abbildung 5.22(a) zeigt die simulierte Kopplung als $|S_{21}|$ -Parameter jeweils eines Antennenpaares der 3-Antennen-Diversity-Kombination dargestellt von 2,0 GHz bis 2,5 GHz. Abbildung 5.22(b) zeigt im gleichen Frequenzbereich hingegen die gemessene Kopplung zwischen den jeweiligen Antennenpaaren. Der Verlauf der gemessenen Kurven entspricht

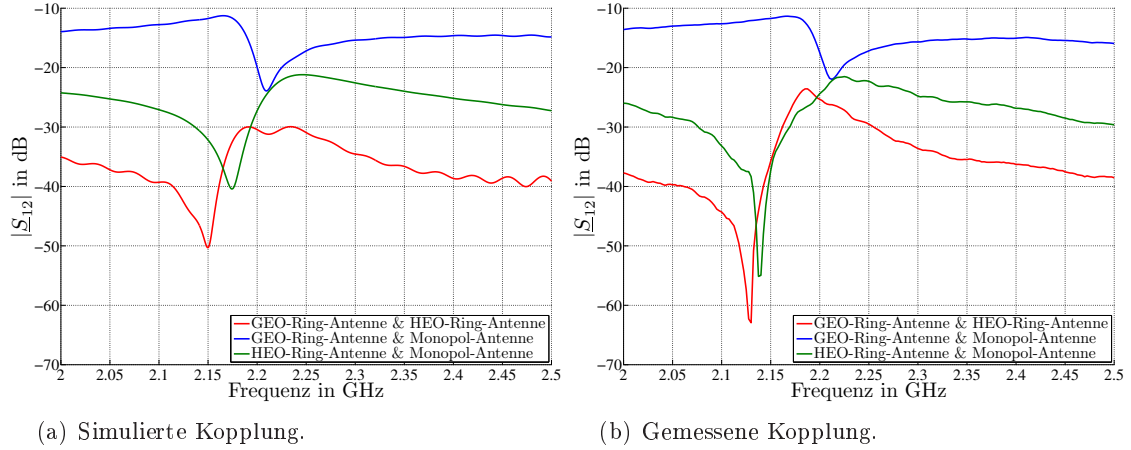


Abbildung 5.22: Kopplung zwischen den jeweiligen Antennenpaaren von 2,0 GHz bis 2,5 GHz.

prinzipiell dem Verlauf der berechneten Kurven. Tabelle 5.1 stellt die simulierten und gemessenen Kopplungen bei der Frequenz von 2,185 GHz gegenüber. Die geringe Kopp-

Kopplung	Simulation	Messung
GEO-Ring-Antenne & HEO-Ring-Antenne	−30 dB	−23 dB
GEO-Ring-Antenne & Monopol-Antenne	−13 dB	−12 dB
HEO-Ring-Antenne & Monopol-Antenne	−34 dB	−26 dB

Tabelle 5.1: Simulierte und gemessene Kopplung der jeweiligen Antennenpaare.

lung zwischen den Antennen ist ebenfalls bei Betrachtung der Gewinn diagramme zu beobachten.

Richtcharakteristiken der 3-Antennen-Diversity-Kombination

Abbildung 5.23 zeigt bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 0^\circ$ neben den simulierten LHCP Richtdiagrammen und den gemessenen LHCP Gewinn diagrammen der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne auch die der Monopol-Antenne. Trotz Hinzunahme der Monopol-Antenne bleiben die im vorherigen Abschnitt beschriebenen Richtdiagramme der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antennen erhalten. Den Simulationsergebnissen ist zu entnehmen, dass die Monopol-Antenne ein Strahlungsmaximum bei $\theta = \pm 90^\circ$ hat. Das gemessene Gewinn diagramm zeigt jedoch ein Strahlungsmaximum bei etwa $\theta = \pm 70^\circ$. Wie bereits in Kapitel 4 erwähnt wurde, liegt dies an der in der Simulation angenommenen, unendlich ausgedehnten Metallfläche und der in der Messung tatsächlich verwendeten, kreisförmigen Metallfläche mit einem Durchmesser von 1 m. Die Simulationen und Messungen zeigen für alle Antennen nahezu symmetrische und gleichförmige Richt- bzw. Gewinn diagramme. Die Simulation und die Messung in Abbildung 5.23 bestä-

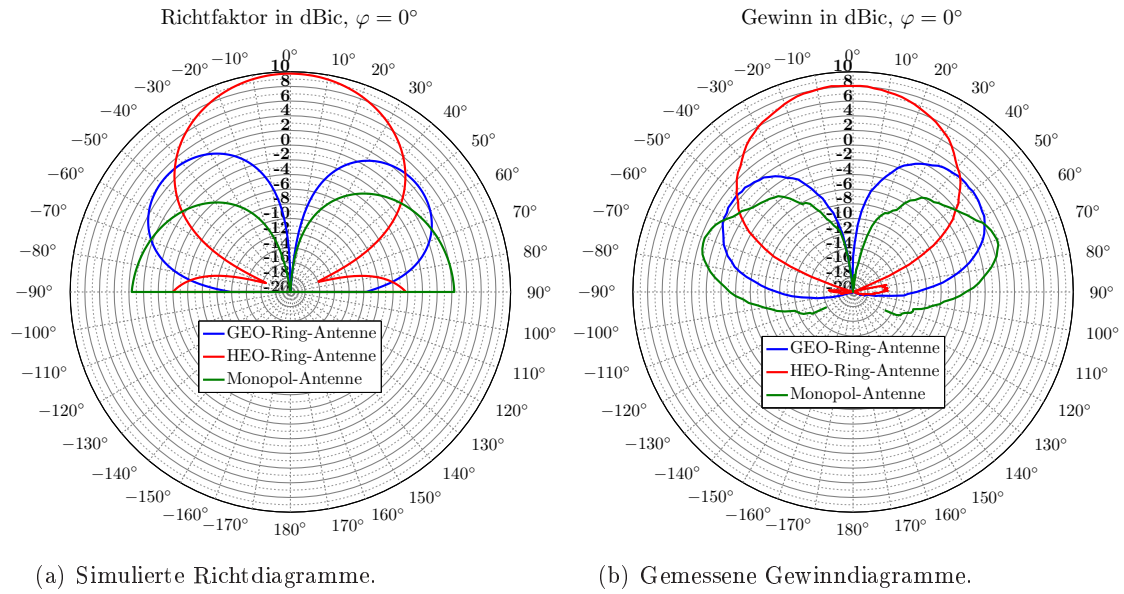


Abbildung 5.23: LHCP Richtdiagramme und Gewinn diagramme bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 0^\circ$ und 2,185 GHz.

tigen auch, dass sich die Halbwertsbreite der HEO-Ring-Antenne auch bei Hinzunahme der Monopol-Antenne und in Anwesenheit der GEO-Ring-Antenne im Vergleich zur Einzelantenne um etwa 10° auf $\theta_{HB} = 60^\circ$ schmälert. Abbildung 5.23(a) lässt erkennen, dass sich durch die Hinzunahme der Monopol-Antenne die Nullstelle des Richtdiagramms der HEO-Ring-Antenne von $\theta = \pm 90^\circ$ nach $\theta = \pm 70^\circ$ verschiebt und eine Nebenkeule bei $\theta = \pm 90^\circ$ entsteht. In der Messung kann dies jedoch auf Grund der endlichen Metallplatte nicht festgestellt werden.

Abbildung 5.24 zeigt für alle drei Antennen die Phase der Richtcharakteristik bei den Elevationswinkeln von $\theta = 20^\circ$, $\theta = 30^\circ$, $\theta = 40^\circ$ und $\theta = 50^\circ$ dargestellt über dem Azimutwinkel φ . Es ist zu erkennen, dass die GEO-Ring-Antenne und die Monopol-Antenne eine konstante Phase über den Azimutwinkel aufweisen. Die Phase der HEO-Ring-Antenne zeigt jedoch bedingt durch den zirkulierenden Strom auf der Ringstruktur einen linearen Verlauf.

Schwenkbare Richtcharakteristik mit der 3-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne

Die gut entkoppelten Antennen und die daraus resultierenden gleichförmigen und symmetrischen Richtdiagramme, die denen der Einzelantennen entsprechen, ermöglichen unter anderem einen Einsatz in einem Schalt-Diversity-System. Durch die unterschiedlichen Richtdiagramme und Strahlungsmaxima ergänzen sich die Antennen derart, dass aus jedem Elevationswinkel zumindest eine der drei Antennen einen genügend hohen Gewinn aufweist.

Jedoch bietet das 3-Antennen-Diversity-Modul aus Abbildung 2.5 zusätzlich die Möglichkeit, bis zu drei Empfangssignale mit beliebigen Phasendifferenzen zu verschalten [56].

Durch das Verschalten und einer entsprechenden Phasendifferenz zwischen zwei von drei Empfangssignalen kann ein um bis zu 3 dB höherer Gewinn erzielt werden. Die Ver-

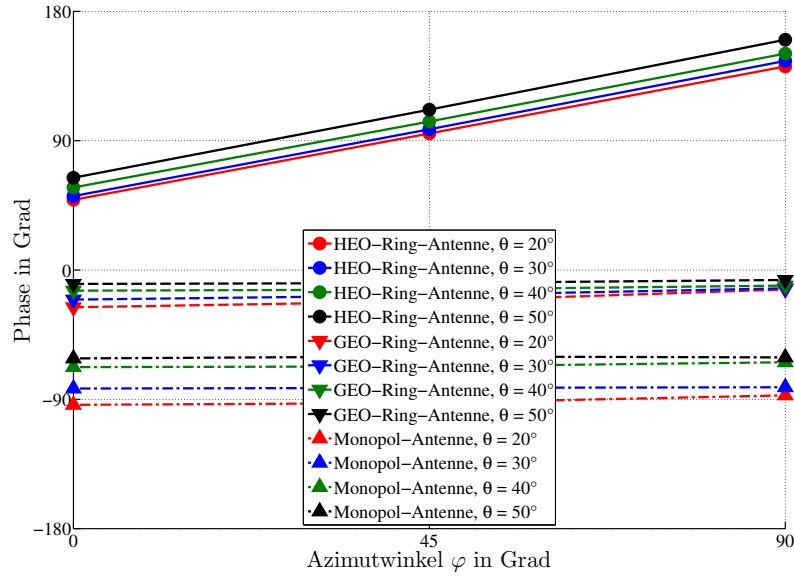


Abbildung 5.24: Phase der Richtcharakteristik der jeweiligen Antenne.

schaltung der HEO-Ring-Antenne mit der Monopol-Antenne ist hierbei jedoch auf Grund der sehr unterschiedlichen Gewinn diagramme – wie Abbildung 5.23 zeigt – wenig sinnvoll. Vielmehr lassen sich nun die horizontal polarisierte GEO-Ring-Antenne mit der vertikal polarisierten Monopol-Antenne zu einer zirkular polarisierten Satellitenantenne verschalten. Das resultierende Gewinn diagramm bei einer Verschal tung mit einer Phasendifferenz von $\Delta\phi = 40^\circ$ ist in Abbildung 5.25 dargestellt. In dem Winkelbereich von $-90^\circ \leq \theta \leq -30^\circ$

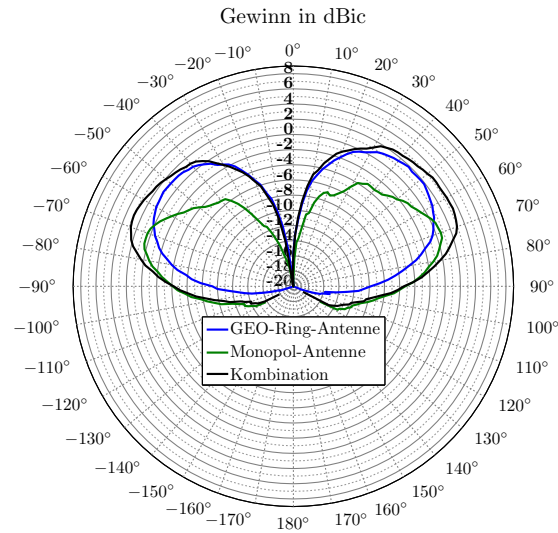


Abbildung 5.25: Gemessene LHCP Gewinn diagramme der kombinierten GEO-Ring-Antenne mit der Monopol-Antenne bei einer Phasendifferenz von $\Delta\phi = 40^\circ$.

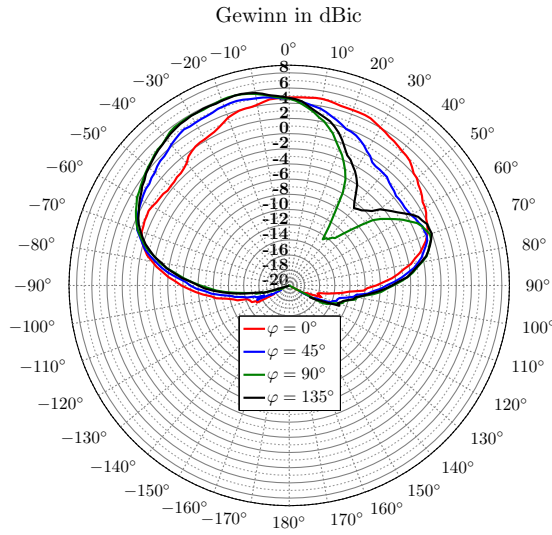
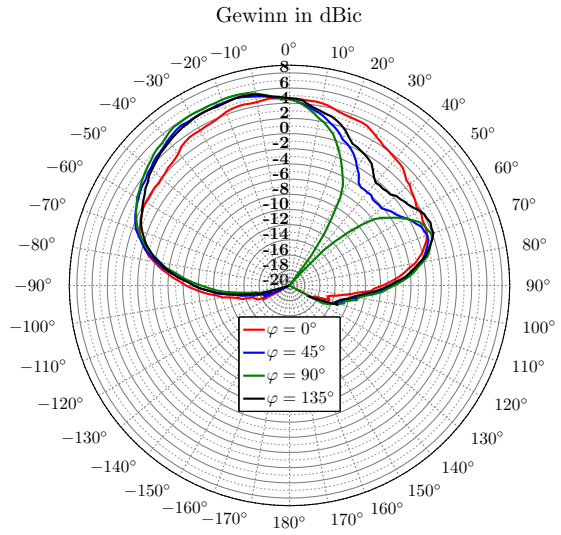
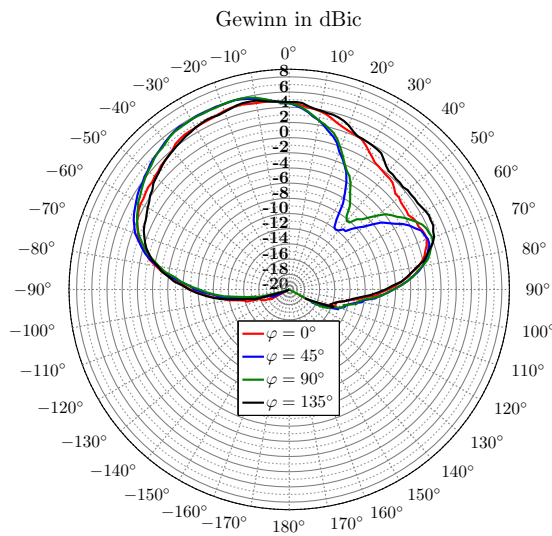
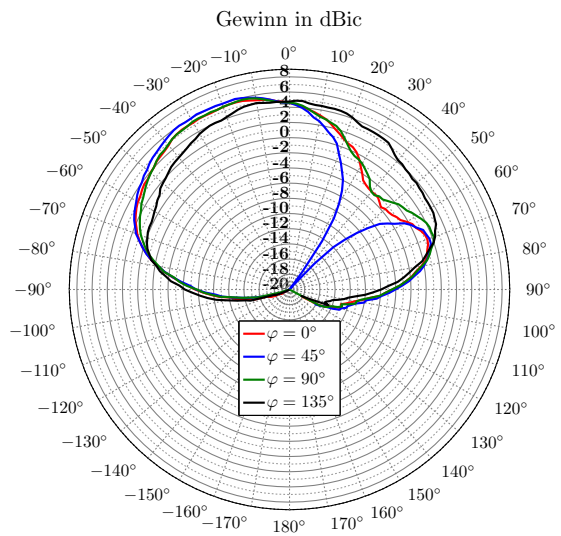
bzw. von $10^\circ \leq \theta \leq 85^\circ$ wird ein um bis zu 3 dB höherer Gewinn erreicht. Die unterschiedlichen Winkelbereiche ergeben sich durch die leicht asymmetrischen Gewinn diagramme beider Antennen. Das resultierende Gewinn diagramm weist nun ein Strahlungsmaximum

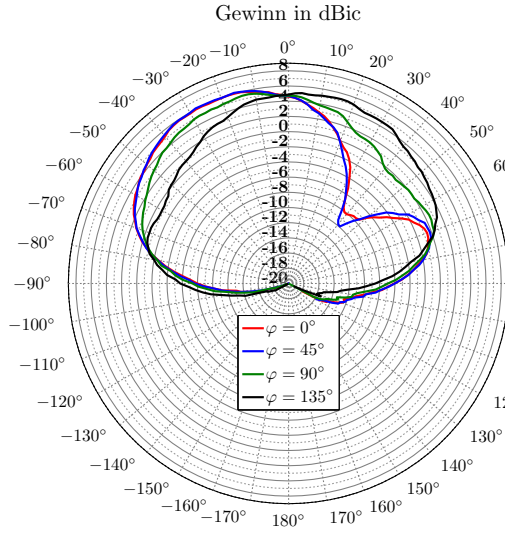
bei $\theta = \pm 65^\circ$ sowie eine Nullstelle im Zenit und in der Horizontalen auf. Die Kombination dieser beiden Antennen ist somit gerade für GEO-Satellitensysteme von Vorteil.

Das kombinierte Antennenpaar aus GEO-Ring-Antenne und Monopol-Antenne lässt sich nun zusätzlich mit der HEO-Ring-Antenne kombinieren, so dass sich je nach Phasendifferenz eine geschwenkte Richtcharakteristik ergibt, die sowohl für HEO-Satellitensysteme als auch für GEO-Satellitensysteme ein höheres Strahlungsmaximum hervorruft. Der Nachteil, der sich bei Kombination der HEO-Ring-Antenne mit der GEO-Ring-Antenne im Vergleich zur Kombination einer planaren Antenne mit der GEO-Ring-Antenne bezüglich niedriger Elevationswinkel ergeben hat, kann nun durch Hinzunahme der Monopol-Antenne rückgängig gemacht werden.

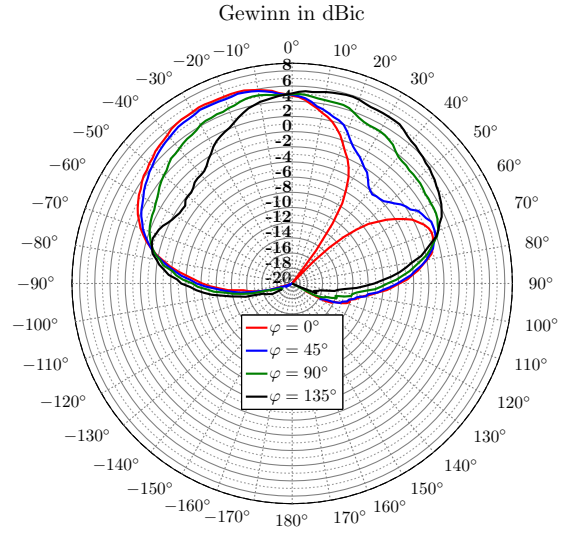
Theoretisch kann unter Verwendung eines 3-Signal-Addierers ein um bis zu 4,7 dB höherer Gewinn im Vergleich zu einer Einzelantenne erzielt werden. Dies ist jedoch bei Verwendung dieser drei Antennentypen nicht möglich, da – wie die Gewinn diagramme in Abbildung 5.23 zeigen – es keinen Elevationswinkel gibt, bei dem alle drei Antennen den gleichen Gewinn aufweisen.

Die Abbildungen 5.26(a)-(j) zeigen die resultierenden geschwenkten LHCP Gewinn diagramme bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$ jeweils bei einer Phasendifferenz von $\Delta\phi = 0^\circ$, $\Delta\phi = 20^\circ$, $\Delta\phi = 40^\circ$, $\Delta\phi = 60^\circ$, $\Delta\phi = 80^\circ$, $\Delta\phi = 100^\circ$, $\Delta\phi = 120^\circ$, $\Delta\phi = 140^\circ$, $\Delta\phi = 160^\circ$ und $\Delta\phi = 180^\circ$. Die GEO-Ring-Antenne und die Monopol-Antenne sind bei diesen Betrachtungen mit einer Phasendifferenz von $\Delta\phi = 40^\circ$ fest verschaltet.

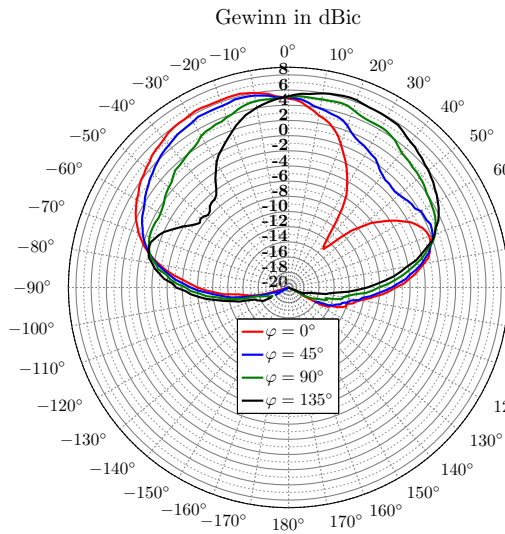

 (a) Phasendifferenz $\Delta\phi = 0^\circ$.

 (b) Phasendifferenz $\Delta\phi = 20^\circ$.

 (c) Phasendifferenz $\Delta\phi = 40^\circ$.

 (d) Phasendifferenz $\Delta\phi = 60^\circ$.



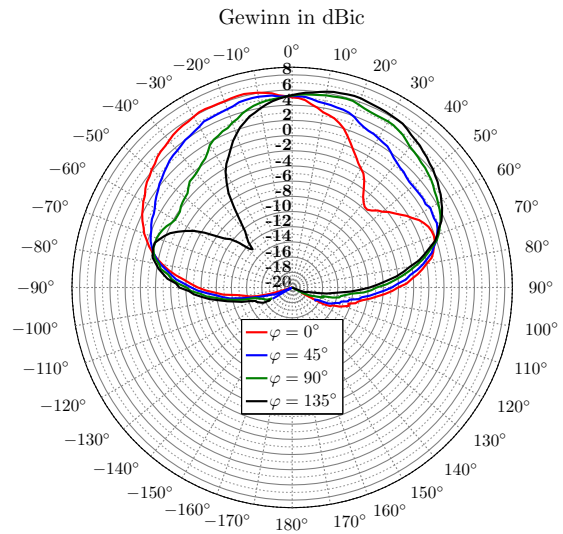
(e) Phasendifferenz $\Delta\phi = 80^\circ$.



(f) Phasendifferenz $\Delta\phi = 100^\circ$.



(g) Phasendifferenz $\Delta\phi = 120^\circ$.



(h) Phasendifferenz $\Delta\phi = 140^\circ$.

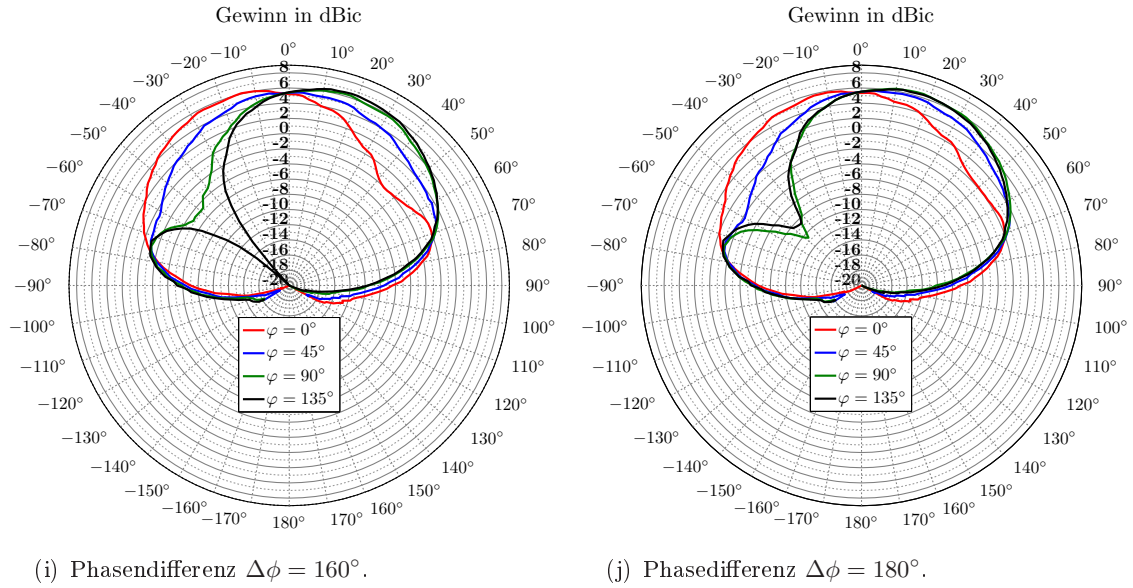


Abbildung 5.26: Geschwenkte LHCP Gewinn diagramme einer 3-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne.

Die Abbildungen 5.26(a)-(j) zeigen, dass sich je nach Phasendifferenz ein Strahlungsmaximum in jede Richtung erzielen lässt. Somit kann bei Montage der 3-Antennen-Diversity-Kombination auf einem Fahrzeugdach, unabhängig von der Lage des Fahrzeuges, eine optimierte Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum in Richtung der momentanen Position eines Satelliten erzielt werden, wodurch das SNR am Empfänger und damit die Audio-Verfügbarkeit verbessert werden kann.

Abbildung 5.27 zeigt die Hüllkurve aller Gewinn diagramme der 3-Antennen-Diversity-Kombination, die sich durch die Einzelantennen und durch die Verschaltung der Antennen bei Phasendifferenzen zwischen $0^\circ \leq \Delta\phi \leq 360^\circ$ ergibt. Zum Vergleich ist das Gewinn diagramm einer handelsüblichen, planaren Antenne in Mikrostreifentechnik dargestellt. Für alle Elevationswinkel kann mit der 3-Antennen-Diversity-Kombination ein deutlich höherer Gewinn im Vergleich zur planaren Antenne in Mikrostreifentechnik erzielt werden.

5.5 Audio-Verfügbarkeitstest in einem Mehrwegeszenario

Die im vorherigen Abschnitt beschriebene 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne wurde einem Empfangstest in einem Mehrwegeszenario unterzogen, wobei die Verfügbarkeit von Audiosignalen ermittelt wurde [57]. Zwei Sendeantennen wurden im zweiten Stock eines Gebäudes im Abstand von etwa 5 m zueinander so aufgestellt, dass sie einen Innenhof gleichmäßig ausleuchten. Die bogenförmige Teststrecke verlief im Innenhof des Gebäudes und wurde während einer Testzeit von 60 Sekunden mehrmals vor- und rückwärts durchfahren. Zwei baugleiche planare Antennen in Mikrostreifentechnik wurden auf Grund ihrer großen Halbwertsbreite als Sendeantennen verwendet, die das selbe links-zirkular polarisierte Satellitensignal auf einer Trägerfrequenz von 2,183 GHz sendeten. Abbildung 5.28(a) zeigt das Testszenario

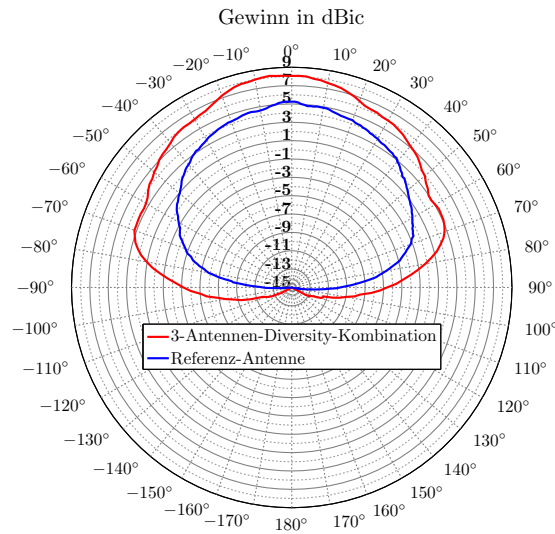


Abbildung 5.27: Hüllkurve aller LHCP Gewinn diagramme der 3-Antennen-Diversity-Kombination im Vergleich zum Gewinn diagramm einer handelsüblichen, planaren Antenne in Mikrostreifentechnik.

mit der Teststrecke im Innenhof und die Anordnung der Sendantennen. Durch die

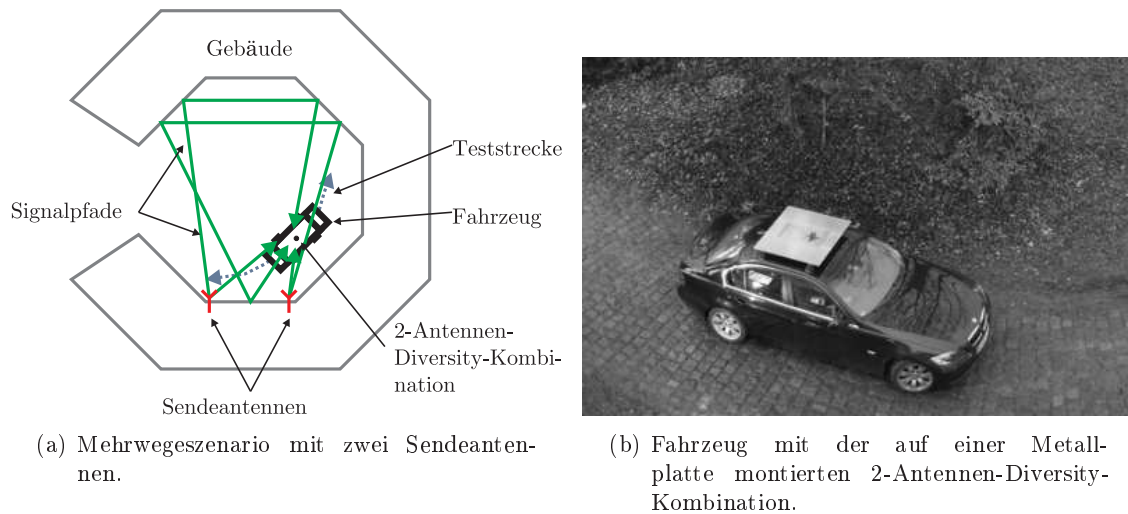


Abbildung 5.28: Empfangstest in einem Mehrwegeszenario.

zwei simultan gespeisten Sendantennen sowie durch die Reflexionen der Signale an den Gebäudewänden wurden Überlagerungen der Signale hervorgerufen, wodurch sich Pegel einbrüche und daraus wiederum Audioausfälle ergaben. Durch diese Anordnung wurde nicht nur ein Mehrwegeszenario zwischen Häusern, sondern auch eine Fahrt unter dichtem Blätterwerk nachgebildet.

Die 2-Antennen-Diversity-Kombination aus GEO-Ring-Antenne und HEO-Ring-Antenne wurde in die Mitte einer 100 cm × 100 cm großen Metallplatte montiert und diese auf dem Dach eines Fahrzeuges angebracht, wie Abbildung 5.28(b) zeigt. Die Antennen

wurden mit einem 2-Antennen-Diversity-Modul verbunden, welches mit einem Kabel an einen Standardempfänger für Satellitensignale angeschlossen war.

Um einen Vergleich der Audio-Verfügbarkeit zwischen den Antennen messtechnisch zu erfassen, wurde ausschließlich ein auf die Trägerfrequenz modulierter 440 Hz-Ton übertragen. Die Signale wurden je nach Testfahrt von nur einer Antenne oder von der 2-Antennen-Diversity-Kombination empfangen, vom Standardempfänger dekodiert und an dessen Audioausgang zur Verfügung gestellt. Die dekodierten Audiosignale wurden während der Testfahrt mit einer Frequenz von 44,1 kHz abgetastet und aufgezeichnet, um anschließend reproduzierbare Audioauswertungen vornehmen zu können. Aus den aufgezeichneten Audiosignalen wurde anschließend mittels der diskreten Fourier-Transformation eine Analyse der Signale im Frequenzbereich vorgenommen, wobei die Dauer der Audioausfälle t_{aus} und die Dauer der Testfahrt t_{tot} als Bewertungskriterium anschließend herangezogen wurde. Die Audio-Verfügbarkeit a_{verf} ergibt sich dann zu

$$a_{\text{verf}} = 1 - \frac{t_{\text{aus}}}{t_{\text{tot}}}. \quad (5.22)$$

Abbildung 5.29(a)–(c) zeigt den Verlauf der Teststrecke mit den ortsabhängigen Audioausfällen, die bei Verwendung der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und schließlich bei Verwendung der 2-Antennen-Diversity-Kombination erfasst wurden. Ein Punkt (•) weist in den Abbildungen auf einen Audioausfall an entsprechender Stelle hin. Um

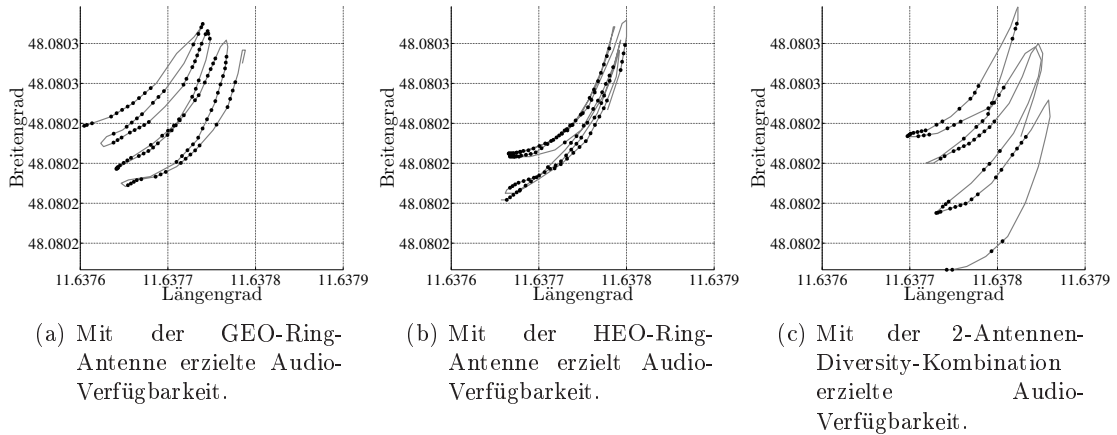


Abbildung 5.29: Vergleich der Audioausfälle während einer Testfahrt von 60 Sekunden mit Einzelantennen und einer 2-Antennen-Diversity-Kombination.

die Empfindlichkeit des Diversity-Systems zu prüfen, wurde bei einer weiteren Testfahrt die Sendeleistung P_s um 3 dB reduziert. Tabelle 5.2 fasst die Ergebnisse beider Messungen zusammen, wobei deutlich wird, dass bei beiden Sendeleistungen die 2-Antennen-Diversity-Kombination aus der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne eine deutliche Empfangsverbesserung zur Folge hat. Die Ergebnisse in Tabelle 5.2 zeigen auch, dass der Einsatz von Antennen-Diversity annähernd einer Erhöhung des Sendepiegels um 3 dB entspricht und dabei die Antennen nur die Fläche einnehmen, die der einer Einzelantenne entspricht.

Audio-Verfügbarkeit	bei P_s	bei $P_s - 3$ dB
GEO-Ring-Antenne	55 %	27 %
HEO-Ring-Antenne	56 %	20 %
Diversity-System	72 %	50 %

Tabelle 5.2: Audio-Verfügbarkeit bei verschiedenen Sendeleistungen eines 2-Antennen-Diversity-Systems bestehend aus der GEO-Ring-Antenne und der HEO-Ring-Antenne.

6 Kunststoffkörper in MID-Technologie für Antennen-Diversity-Kombinationen

6.1 Einführung

Für die im Kapitel 5 vorgestellte 3-Antennen-Diversity-Kombination werden insgesamt drei separate dielektrische Substrate benötigt, die zusammen eine komplexe dreidimensionale Antennenform bilden, wie sie in Abbildung 5.21 dargestellt ist. Die elektrischen Verbindungen zwischen Metallstrukturen auf den einzelnen Substraten und der aus Blech gestanzten HEO-Ringstruktur sind dabei durch Lötunkte realisiert. Für Automobilanwendungen ist jedoch möglichst eine preisgünstige Fertigung von Antennen gefragt. Um auch komplexere Strukturen besonders schnell und preisgünstig herzustellen, wird im Folgenden untersucht, inwieweit die gegebenen Antennenstrukturen mit der MID-Technologie realisiert werden können.

Abbildung 6.1 zeigt das Schema eines auf einer Metallplatte positionierten Kunststoffkörpers, auf dem die in Kapitel 5 vorgestellten Antennen mit Hilfe der MID-Technologie aufgebracht werden. Um weiterhin eine Montage auf dem Fahrzeugdach und unter eine

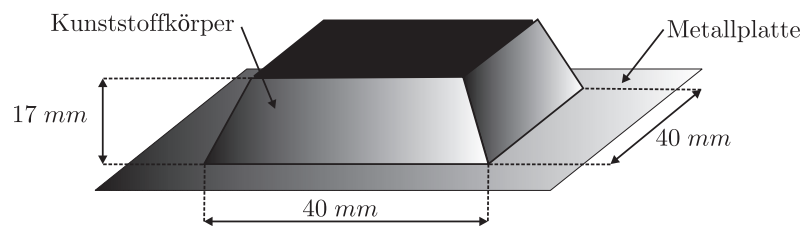


Abbildung 6.1: Schema eines Kunststoffkörpers für die Montage auf einem Fahrzeugdach.

Schutzhaube zu ermöglichen, entspricht die Form des Kunststoffkörpers näherungsweise einem quadratischen Pyramidenstumpf. Die Abmessungen des Kunststoffkörpers sollen die Maße von $40\text{ mm} \times 40\text{ mm} \times 17\text{ mm}$ dabei nicht überschreiten, um eine Unterbringung unter einer üblichen Schutzhaube für Fahrzeugantennen zu ermöglichen.

6.2 MID-Technologie

Die MID-Technologie ermöglicht die industrielle Herstellung und Fertigung von Metallstrukturen auf einem Kunststoffkörper, der im Grunde jede erdenkliche Form annehmen kann [58]. Die Metallstrukturen können dabei nicht nur in einer Ebene verlaufen, sondern können auch über Kanten geführt werden, so dass sich dreidimensionale Metallstrukturen ergeben. Dies ist zu den herkömmlichen zweidimensionalen Metallstrukturen, die meist auf einem Substrat gedruckt oder in Ätztechnik realisiert werden, der wohl bedeutendste Unterschied. Ein weiterer Vorteil, den die MID-Technologie bietet, ist die Möglichkeit, den Kunststoffträger nicht nur als Trägermaterial für die Metallstrukturen zu nutzen, sondern diesen so zu entwerfen, dass er zugleich auch als Gehäuse dient. Bedingt durch diese Vorteile findet die MID-Technologie bereits in zahlreichen Gebieten wie in der Automobilindus-

trie, Medizintechnik, Kommunikationstechnik, aber auch in der Unterhaltungselektronik Anwendung [58].

Um die in Kapitel 5 gezeigte 3-Antennen-Diversity-Kombination besonders kostengünstig fertigen zu können, wird in diesem Kapitel ein MID-Kunststoffträger vorgestellt, auf dem eine 3-Antennen-Diversity-Kombination bestehend aus der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne realisiert werden kann. Dieser MID-Kunststoffkörper basiert auf der in Kapitel 5 vorgestellten 3-Antennen-Diversity-Kombination. Jedoch werden Veränderungen an den jeweiligen Antennen bezüglich der Metallstrukturen vorgenommen, die einen einfachen Aufbau bzw. eine einfache Herstellung ermöglichen.

Im Folgenden wird zunächst ein grober Überblick über Materialien sowie über Metallisierungstechniken gegeben, die bei der MID-Technologie Anwendung finden. Detaillierte Betrachtungen sind in entsprechender Fachliteratur aufgeführt [59].

6.3 Material und Metallisierung

Bei der MID-Technologie wird zwischen verschiedenen Techniken zum Aufbringen der Metallstrukturen auf einen Kunststoffkörper unterschieden. Hinzu kommt, dass zahlreiche Kunststoffarten zur Verfügung stehen, bei denen sich nur bestimmte Verfahren zur Metallisierung anwenden lassen. Der Kunststoff wird je nach Anwendungsgebiet und den dafür nötigen elektrischen und mechanischen Anforderungen ausgewählt.

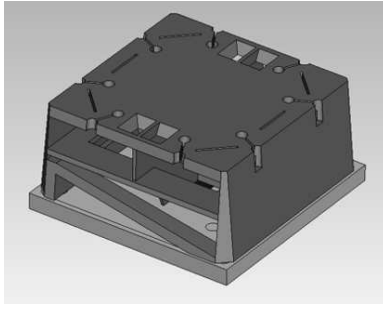
Zahlreiche Materialien, wie zum Beispiel Polypropylen, Polycarbonat, Polyethylenterephthalat, Polysulfon oder Flüssigkristallpolymere, stehen für die Herstellung eines MID-Kunststoffkörpers zur Verfügung. Die Materialien unterscheiden sich unter anderem in ihren Spritz- und Metallisierungseigenschaften, Haft- und Löteigenschaften. Der Kunststoffkörper wird meist im Spritzgussverfahren hergestellt und kann anschließend einem Metallisierungsprozess unterzogen werden.

Die Wahl des Metallisierungsverfahrens ist abhängig vom Material des Kunststoffkörpers. Möglich ist unter anderem das Verfahren mit einer 3D-Maske, die Flamecon-Technik, der Formstempel, der Tampondruck sowie die Laseraktivierung [59]. Letztere wird für das Aufbringen der Metallstrukturen der drei Antennen auf den hier vorgestellten MID-Kunststoffkörper angewendet.

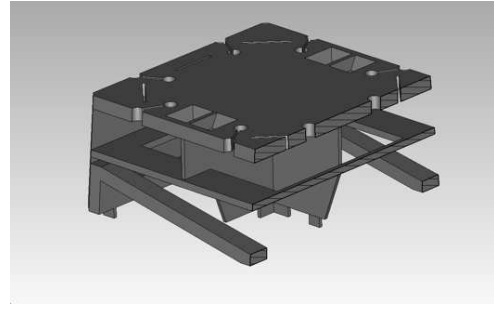
Bei der Laseraktivierung werden chemische Metallkeime im gespritzten Kunststoffkörper – sogenannte Additive – durch einen Laserstrahl freigelegt bzw. aktiviert. Durch Eintauchen in ein sogenanntes stromloses Kupferbad lagert sich auf der Oberfläche des MID-Kunststoffkörpers genau an den Stellen Kupfer ab, die der Laser im vorherigen Prozess aktiviert hat. Die Oberfläche des Kupfers kann in einem weiteren Prozess zum Beispiel mit Gold veredelt werden, um einer Korrosion vorzubeugen. Der Vorteil der Laseraktivierung besteht unter anderem in der Möglichkeit, sehr feine Metallstrukturen mit sehr guter Reproduzierbarkeit herzustellen. Bei Verwendung eines Kunststoffkörpers aus Flüssigkristallpolymeren besteht bei einer Laseraktivierung zudem die Möglichkeit, im gleichen Arbeitsschritt Material aus dem Kunststoffkörper mit einer höheren Laserleistung zu entfernen.

6.4 MID-Kunststoffkörper für eine 3-Antennen-Diversity-Kombination

In Abbildung 6.2 ist das Modell des Kunststoffkörpers dargestellt, das Grundlage für eine spätere Realisierung der 3-Antennen-Diversity-Kombination auf einem MID-Material ist.



(a) Modell des MID-Kunststoffkörpers.



(b) Detaillierte Ansicht des MID-Kunststoffkörpers mit den schräg verlaufenden Rampen, den gekreuzten Stegen und den Positionsstiften.

Abbildung 6.2: MID-Kunststoffkörper auf einem 3 mm hohen Metallsockel. Die Abmessung beträgt $39 \text{ mm} \times 39 \text{ mm} \times 17 \text{ mm}$.

6.4.1 Verlustreduzierung

Als MID-Material wurde ein Kunststoff aus Flüssigkristallpolymeren gewählt, mit dem ein Kunststoffkörper in Spritzgusstechnik gefertigt werden kann. Ein Vorteil gegenüber anderen MID-Materialien ist der geringe Verlustfaktor von etwa $\tan \delta = 0,0030$. Dieser entspricht nahezu dem Verlustfaktor der keramischen Substrate von $\tan \delta = 0,0037$, auf denen die in Kapitel 5 beschriebenen Antennen gedruckt sind. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit, die Kondensatoren der GEO-Ring-Antenne nicht wie bisher als Plattenkondensatoren mit dazwischenliegendem Dielektrikum auszuführen. Vielmehr können mit einem Laser Aussparungen in Form von dünnen Schlitzten in das Material realisiert werden, deren Schnittflächen nach dem stromlosen Kupferbad ebenfalls metallisiert sind. Zwei gegenüberliegende, mit Kupfer beschichtete Schnittflächen bilden somit die Platten eines Kondensators. Der Zwischenraum der Kondensatoren ist mit Luft gefüllt ist, wodurch dielektrische Verluste reduziert werden können.

Der Wirkungsgrad einer Antenne wird bekannterweise in Abhängigkeit des Strahlungswiderstandes R_s und des Verlustwiderstandes R_v mit Gleichung (6.1) berechnet.

$$\eta_A = \frac{R_s}{R_s + R_v} \quad (6.1)$$

Die Verluste der GEO-Ring-Antenne treten hauptsächlich zwischen den Kondensatorplatten auf, da sich dort ein konzentriertes elektrisches Feld innerhalb des Dielektrikums befindet. Das Ersatzschaltbild eines Kondensators ist in Abbildung 6.3(a) dargestellt, das neben der Kapazität C einen dazu parallel geschalteten Widerstand R_{par} zeigt. Die ohmschen Verluste und die Induktivität der Zuleitungen werden in dieser Darstellung nicht berücksichtigt. Der Widerstand R_{par} ergibt sich durch den endlichen Widerstand des Dielektrikums, wodurch Querströme von einer Kondensatorplatte durch das Substrat zur gegenüberliegenden Kondensatorplatte fließen können. Der Widerstand kann über den Verlustfaktor des Dielektrikums in Abhängigkeit der Kapazität bestimmt werden und berechnet sich mit Gleichung (6.2).

$$R_{\text{par}} = \frac{1}{\omega C_{\text{par}} \tan \delta} \quad (6.2)$$

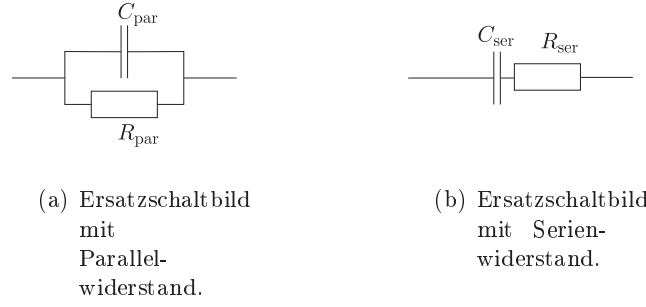


Abbildung 6.3: Ersatzschaltbilder eines Kondensators.

Das Ersatzschaltbild mit einem parallel geschalteten Widerstand kann jedoch auch in ein äquivalentes Ersatzschaltbild mit einem Serienwiderstand R_{ser} transformiert werden. Abbildung 6.3(b) zeigt das Ersatzschaltbild mit Serienwiderstand, wodurch nun die Verluste leichter abgeschätzt werden können. Da davon ausgegangen werden kann, dass

$$R_{\text{par}} > 10|X_{\text{par}}| = 10 \left| \frac{1}{\omega C_{\text{par}}} \right| \quad (6.3)$$

gilt, ergibt sich nach [50] der Blindanteil X_{ser} und der Serienersatzwiderstand R_{ser} zu

$$X_{\text{ser}} \approx X_{\text{par}} \quad (6.4)$$

bzw.

$$R_{\text{ser}} \approx \frac{X_{\text{par}}^2}{R_{\text{par}}} = \frac{\tan \delta}{\omega C_{\text{par}}}. \quad (6.5)$$

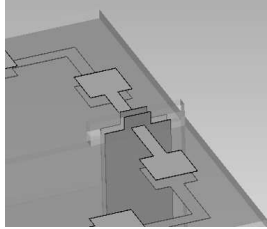
Bei Verwendung von N Kapazitäten setzt sich der Verlustwiderstand R_v folglich aus einer Reihenschaltung aus N Serienwiderständen R_{ser} zusammen.

$$R_v \approx N \cdot R_{\text{ser}} \quad (6.6)$$

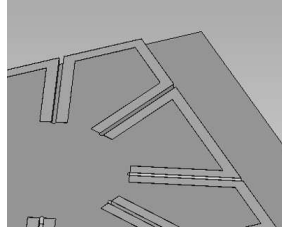
Wird nun eine größere Anzahl von Kapazitäten bei gleichbleibendem Umfang der Ringstruktur verwendet, reduziert sich gleichzeitig die Länge einer Verbindungsleitung zwischen zwei Kapazitäten, wodurch somit auch die Induktivität einer Verbindungsleitung reduziert wird. Nach Gleichung (4.5) müssen dann jedoch bei gleichbleibender Resonanzfrequenz die Kapazitäten größer gewählt werden. Dies kann bei gleichbleibendem Dielektrikum mit einer größeren Kondensatorfläche oder kleinerem Plattenabstand erzielt werden. Nach Gleichung (6.5) reduziert sich dann zwar der Serienwiderstand R_{ser} , jedoch wird dies nach Gleichung (6.6) durch eine größere Anzahl an Kapazitäten N näherungsweise ausgeglichen.

Alternativ kann ein Substrat mit einem noch geringeren Verlustfaktor verwendet werden, um die Verluste weiter zu reduzieren. Dies hat jedoch unmittelbar höhere Materialkosten zur Folge, so dass gerade in Hinblick auf Automobilanwendungen diese Möglichkeit nicht weiter in Betracht gezogen wird. Verlustarme Kapazitäten auf einem Substrat können jedoch realisiert werden, indem sich zwischen den Platten eines Kondensators ausschließlich Luft befindet. Abbildung 6.4(a) zeigt den bisherigen Aufbau der Plattenkondensatoren, die

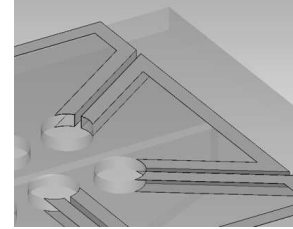
auf die Ober- und Unterseite des Substrates gedruckt werden. Durch diesen Aufbau befindet sich folglich ein Dielektrikum zwischen den Platten. Der simulierte Wirkungsgrad liegt bei diesem Aufbau bei $\eta_A = -1,9$ dB, wobei die Kantenlänge der Ringstruktur 26 mm und der Abstand zur Massefläche 13 mm betragen. Abbildung 6.4(b) zeigt einen alternativen



(a) Plattenkondensatoren mit dazwischenliegendem Dielektrikum. Der simulierte Wirkungsgrad beträgt $\eta_A = -1,9$ dB.



(b) Kondensatoren in Schlitztechnik. Der simulierte Wirkungsgrad beträgt $\eta_A = -1,5$ dB.



(c) Kondensatoren in Schlitztechnik und metallisierten Schlitzinnenseiten. Der simulierte Wirkungsgrad beträgt $\eta_A = -1,1$ dB.

Abbildung 6.4: Aufbautechniken von Kondensatoren auf einem Dielektrikum mit $\tan \delta = 0,0037$.

Aufbau der Kondensatoren, die mit zwei parallel verlaufenden Stichleitungen mit einem dazwischenliegenden Luftspalt realisiert werden. Der simulierte Wirkungsgrad beträgt bei einer Kantenlänge von 30 mm und einer Antennenhöhe von 10 mm etwa $\eta_A = -1,5$ dB. In Abbildung 6.4(c) ist hingegen der Aufbau aus Abbildung 6.4(b) so modifiziert worden, dass die Innenseiten der Schlitze zusätzlich metallisiert sind und zudem die Stichleitungen nicht nur auf der Substratoberseite, sondern auch auf der Substratunterseite verlaufen. Zusätzlich sind die Stichleitungen an deren Enden mit Bohrungen versehen, so dass die Randstreuung der elektrischen Felder nicht durch ein Dielektrikum verläuft. Bei einer Kantenlänge von 25 mm und einer Antennenhöhe von nur 10 mm beträgt der Wirkungsgrad in diesem Beispiel etwa $\eta_A = -1,1$ dB. Zu den Beispielen ist anzumerken, dass hierbei nur die Verluste berücksichtigt sind, die in der Ringstruktur bzw. im oberen Substrat auftreten. Zusätzliche Verluste sind jedoch in den Zuleitungen vom Antennenfußpunkt zu den Speisepunkten der Ringstruktur zu erwarten.

Neben der Ausführungsform der Kapazitäten sind die auftretenden Verluste ebenfalls vom Antennenvolumen bzw. mit dem damit verbundenen Strahlungswiderstand abhängig. Für den in Abbildung 6.4(b) gezeigten Aufbau der Kapazitäten zeigt Abbildung 6.5 den simulierten Wirkungsgrad bei vier verschiedenen Antennenvolumina sowohl für vier als auch für sechs Kapazitäten. Mit Abbildung 6.5 wird deutlich, dass mit kleinerem Volumen der Wirkungsgrad deutlich abnimmt. Eine Reduzierung des Antennenvolumens, d.h. unter anderem eine Reduzierung des Ringumfangs, hat unmittelbar zur Folge, dass sich die Länge der Verbindungsleitungen zwischen den Kapazitäten verkürzt, weshalb die Kondensatorflächen bei gleichbleibender Resonanzfrequenz vergrößert werden müssen. Zwar müssten dadurch nach Gleichung (6.5) die Verluste reduziert werden, jedoch reduziert sich auch die Eingangsimpedanz der Antenne und damit auch der Strahlungswiderstand. Nach Gleichung (6.1) wirkt sich dies auf den Wirkungsgrad aus.

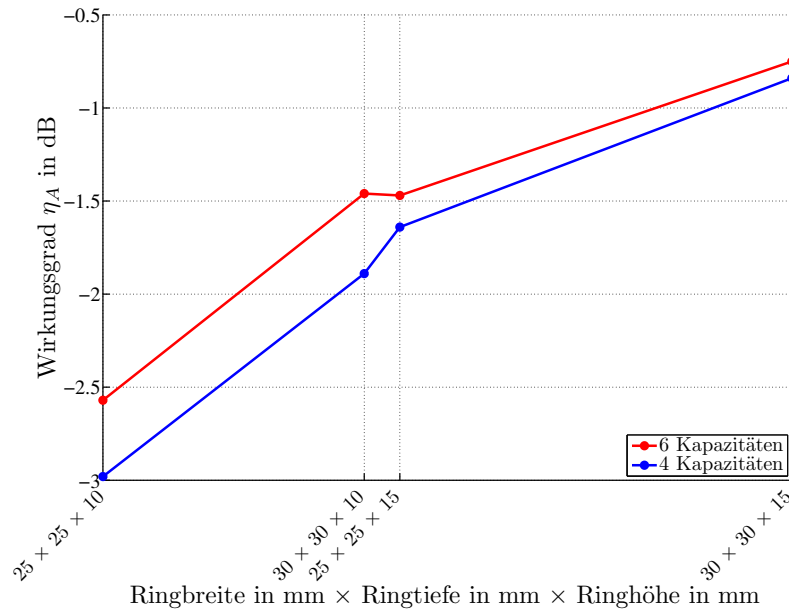


Abbildung 6.5: Wirkungsgrad der GEO-Ring-Antenne über einer planaren Antenne bei verschiedenen Volumina sowie bei unterschiedlicher Anzahl an Kapazitäten.

In Abbildung 6.5 wird auch der Einfluss der Kapazitätsanzahl auf den Wirkungsgrad dargestellt. In diesem Beispiel lässt sich bei gleichem Antennenvolumen ein höherer Wirkungsgrad mit einer größeren Kapazitätsanzahl erzielen. Bei einer Reduzierung der Kapazitätsanzahl müssen die Kondensatorflächen entsprechend kleiner gewählt werden. Dies hat eine höhere Feldkonzentration zwischen den Kondensatorflächen bzw. zwischen den Sticheleitungen zur Folge.

Kopplungen zwischen den Kapazitäten tragen ebenfalls zu den Verlusten bei. Diese nehmen bei kleiner werdendem Ringumfang zu, da die Kapazitäten bei gleich Anzahl näher aneinander rücken. Zusätzlich müssen sie größer gewählt werden, damit die Antenne weiterhin in Resonanz betrieben wird, wodurch sich der Abstand weiter reduziert. Durch Reduzierung der Kapazitätsanzahl nimmt zwar der Abstand der Kapazitäten wieder zu, jedoch sind dann möglichst viele Aussparungen am Substrat zwingend erforderlich, um den Verlusten durch die höhere Feldkonzentration entgegen zu wirken.

Die Orientierung der Kapazitäten wirkt sich ebenfalls auf die Verluste aus. In Abbildung 6.6 sind zwei Modelle einer GEO-Ring-Antenne dargestellt, die ein Antennenvolumen von nur 25 mm × 25 mm × 10 mm aufweist. Die Kondensatoren sind senkrecht zueinander in Schlitztechnik mit metallisierten Schlitzinnenseiten auf einem Substrat mit einem Verlustfaktor von $\tan \delta = 0,02$ gedruckt. Der simulierte Wirkungsgrad beträgt bei Verwendung von sechs Kapazitäten in Abbildung 6.6(a) etwa $\eta_A = -1,7$ dB. Dieser kann mit weiteren Aussparungen – dargestellt in Abbildung 6.6(b) – auf etwa $\eta_A = -0,8$ dB reduziert werden, obwohl in diesem Fall nur vier Kapazitäten verwendet werden.

6.4.2 Realisierung des MID-Kunststoffkörpers

Unter Berücksichtigung einer späteren Herstellung im Spritzgussverfahren sowie der Metallstrukturen der 3-Antennen-Diversity-Kombination wurde das in Abbildung 6.2 gezeigte

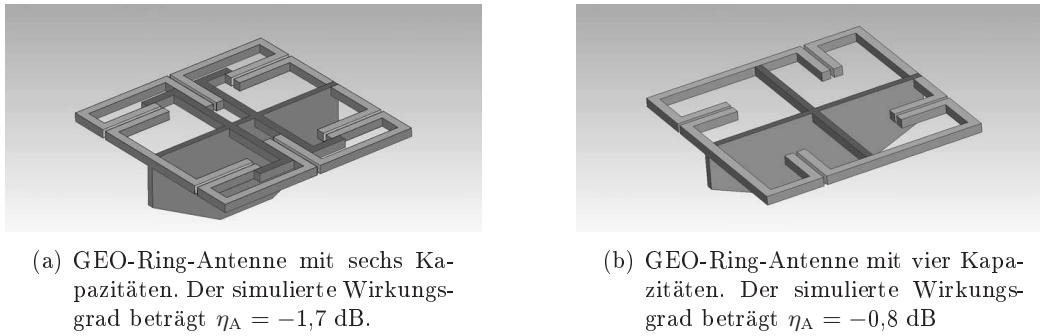


Abbildung 6.6: GEO-Ring-Antenne mit senkrecht zueinander angeordneten Kapazitäten.

dreidimensionale Modell des MID-Kunststoffkörpers entworfen. Die Form und Strukturen des MID-Kunststoffkörpers sind so ausgelegt, dass neben anderen Antennenformen die Metallstrukturen der drei in Kapitel 5 beschriebenen Antennen auf diesem verlaufen bzw. in einem späteren Metallisierungsprozess realisiert werden können. Der MID-Kunststoffkörper ist so konzipiert, dass der Laserstrahl beim Aktivierungsprozess an allen Stellen auftreffen kann, an denen die gewünschten Metallstrukturen verlaufen sollen. Hierzu sind an diversen Stellen zusätzliche Aussparungen und Schrägen vorhanden. Aus ökonomischen Gründen ist weiter darauf geachtet worden, dass möglichst wenig Kunststoffmaterial benötigt wird, trotzdem aber die Stabilitätsanforderungen erfüllt bleiben.

Die Ringstruktur der GEO-Ring-Antenne verläuft auf der Deckseite des Kunststoffkörpers. Durch die Realisierung der Kapazitäten in Schlitztechnik verläuft die Ringstruktur nur einseitig auf der Deckfläche. Die Zuleitungen zur Ringstruktur, die mit zwei $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformatoren realisiert werden, verlaufen auf einem Steg in der Mitte des Kunststoffkörpers, der bei Betrachtung des Querschnitts des MID-Kunststoffkörpers in Abbildung 6.2(b) zu sehen ist. Zusätzliche Aussparungen auf der Deckseite ermöglichen eine Verbindung der Leitungstransformatoren mit der Ringstruktur.

Wie dem Modell in Abbildung 6.2 zu entnehmen ist, sind die Schlitzte, die für die Kapazitäten vorgesehen sind, im Modell bereits vorhanden. Dies wird bei einem gefertigten Kunststoffkörper nicht der Fall sein, da die Schlitzte erst während des Laserprozesses entstehen. Da an den Enden der Schlitzte während der Laseraktivierung auch Additive freigelegt werden, sind im letzten Arbeitsschritt Bohrungen an den Enden der Schlitzte durchzuführen. Der nach der Metallisierung entstandene Kurzschluss zwischen zwei gegenüberliegenden Kondensatorplatten wird dadurch unterbrochen. Die Bohrungen an den Schlitzenden sind im Modell in Abbildung 6.2 zur Veranschaulichung ebenfalls vorhanden.

Wie der Abbildung 6.2(b) entnommen werden kann, ist oberhalb der beiden seitlich verlaufenden Rampen ein Kranz vorhanden, auf dessen Unterseite die Ringstruktur der GEO-Ring-Antenne verläuft. Die GEO-Ring-Antenne wird über die in Kapitel 5 angesprochene gekoppelte Speisetechnik angeregt, um ein aufwändiges Anpassnetzwerk zu vermeiden und die dadurch auftretenden Verluste zu minimieren.

Senkrecht zu dem bereits angesprochenen Steg in der Mitte des MID-Kunststoffkörpers ist ein weiterer Steg vorhanden, auf dem die Metallstrukturen der Monopol-Antenne verlaufen.

Positionsstifte am MID-Kunststoffkörper ermöglichen eine leichte Positionierung auf einem Substrat, das mit entsprechenden Aussparungen an genau diesen Stellen versehen

ist. Auf dem Substrat, das in einen 3 mm hohen Metallsockel integriert wird, sind die Anpassnetzwerke der GEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne gedruckt. Die Metallstrukturen aller drei Antennen enden an den Positionsstiften, so dass nun leicht die Metallstrukturen auf dem MID-Kunststoffkörper und die Metallstrukturen der Anpassnetzwerke in einem Lötprozess miteinander verbunden werden können. Abbildung 6.7 zeigt die Metallstrukturen der Antennen auf dem MID-Kunststoffkörper [60, 61]. Basierend auf dem

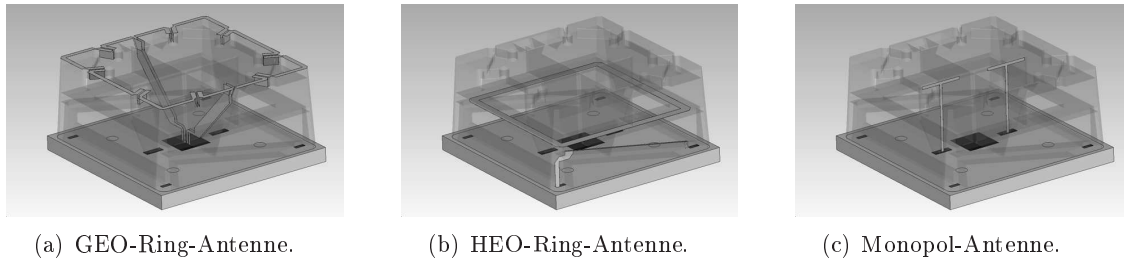


Abbildung 6.7: Metallstrukturen der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne auf dem MID-Kunststoffkörper.

Modell in Abbildung 6.2 zeigt Abbildung 6.8(a) den im Spritzgussverfahren industriell hergestellten MID-Kunststoffkörper, welcher im Rahmen eines öffentlichen Förderprojektes entstanden ist. Die Dielektrizitätszahl und der Verlustfaktor des verwendeten Kunststoffes

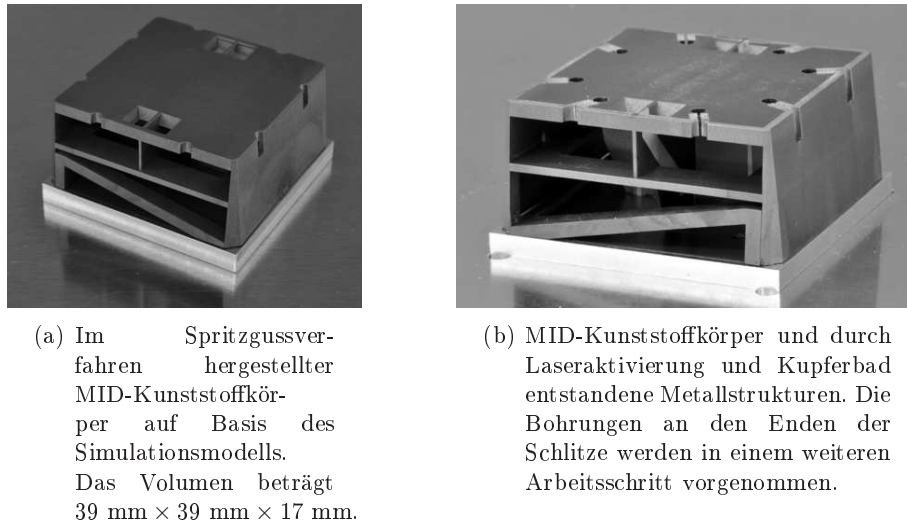


Abbildung 6.8: Industriell hergestellter MID-Kunststoffkörper auf einem 3 mm hohen Metallsockel.

betragen $\epsilon_r = 3,54$ bzw. $\tan \delta = 0,003$.

In Abbildung 6.8(b) sind die Metallstrukturen der Antennen zu erkennen, die durch die Laseraktivierung bzw. nach dem stromlosen Kupferbad auf dem MID-Kunststoffkörper entstanden sind. Außerdem sind auf der Oberseite des Kunststoffkörpers die Kapazitäten der GEO-Ring-Antenne in Form von Schlitzen zu erkennen, deren Enden mit Bohrungen versehen wurden.

6.5 Simulation und Messungen

6.5.1 Einzelantennen

Eingangsimpedanz

Um den Einfluss des MID-Kunststoffkörpers auf die Antennen feststellen zu können, wird zunächst jeweils nur eine Antenne in den Simulationen betrachtet. Die Kombination wird dann in einem nächsten Schritt vorgenommen. Abbildung 6.9 zeigt eine Gegenüberstellung der simulierten und gemessenen Eingangsimpedanzen der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne. Die simulierten Impedanzen sind zwischen 2,0 GHz und 2,5 GHz dargestellt, hingegen die gemessenen Impedanzen zwischen 2,0 GHz und 3,0 GHz. Der gemessene Impedanzverlauf der Monopol-Antenne entspricht,

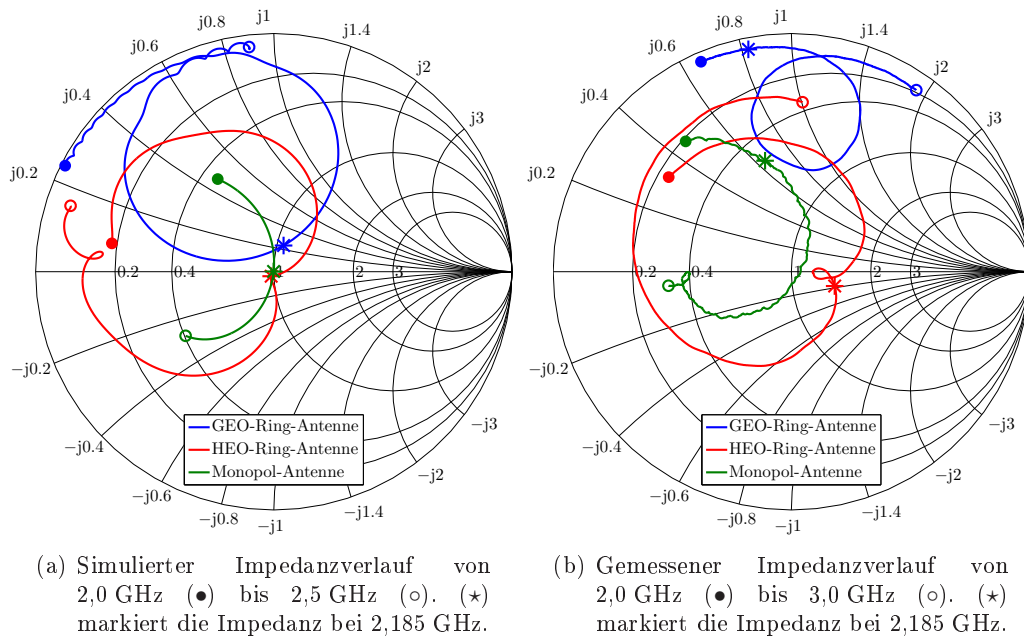


Abbildung 6.9: Simulierte und gemessene Eingangsimpedanzen der HEO-Ring-Antenne, der GEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne auf einem MID-Kunststoffkörper.

abgesehen von einem Frequenzversatz von etwa 250 MHz, grundsätzlich dem simulierten Impedanzverlauf. Der Frequenzversatz lässt sich jedoch leicht durch Veränderung des Anpassnetzwerkes, insbesondere durch Vergrößern der Parallelkapazität am Antennenfußpunkt, ausgleichen.

Eine gute Übereinstimmung des simulierten und gemessenen Impedanzverlaufs kann für die HEO-Ring-Antenne festgestellt werden. Messungen zeigen, dass das Kreuzpolarisationsverhältnis bei 2,164 GHz am größten ist, wobei die Impedanz bei dieser Frequenz reell und im Smith-Diagramm sehr nah bei $\underline{Z}' = 1$ liegt. Der Frequenzversatz zur eigentlichen Frequenz von 2,185 GHz beträgt nur 21 MHz.

Ein großer Frequenzversatz macht sich beim Vergleich der simulierten und gemessenen Impedanzen der GEO-Ring-Antenne bemerkbar. Der im Smith-Diagramm für die GEO-Ring-Antenne typische Impedanzverlauf in Form einer Schleife ist auch in der Messung zu

erkennen, jedoch stellt sich für 2,55 GHz das größte Kreuzpolarisationsverhältnis zwischen der vertikalen und horizontalen Komponente des elektrischen Feldes ein. Für diese Frequenz sind jedoch die beiden $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungstransformatoren, die vom Antennenfußpunkt zur Ringstruktur auf dem mittleren Steg verlaufen, nicht ausgelegt. Dies erklärt, warum sich in der Messung eine kleinere Schleife als in der Simulation ergibt. Untersuchungen zeigen, dass in den Simulationen eine sehr viel höhere Diskretisierung der Kapazitäten – also eine feinere Gitterstruktur – verwendet werden muss, um eine bessere Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung zu erlangen.

Wirkungsgrad

Der simulierte Wirkungsgrad der GEO-Ring-Antenne, die auf dem MID-Kunststoffkörper realisiert wurde, beträgt bei 2,185 GHz etwa $\eta_A = -0,4$ dB. Simulationen zum Wirkungsgrad der GEO-Ring-Antenne aus Kapitel 5 zeigen, dass dieser bei gleicher Frequenz etwa $\eta_A = -1,85$ dB beträgt. Der Unterschied beider GEO-Ring-Antennen liegt – wie schon angesprochen wurde – vor allem im Aufbau der Kapazitäten und im Umfang der Ringstruktur. Die Verlustfaktoren der Materialien sind mit $\tan \delta = 0,0037$ bzw. $\tan \delta = 0,0030$ sehr ähnlich.

Der Umfang der Ringstruktur auf dem MID-Kunststoffkörper beträgt jedoch in diesem Beispiel etwa 144 mm, während der Umfang der Ringstruktur aus Kapitel 5 nur etwa 104 mm beträgt. Da bei größer werdendem Umfang der Ringstruktur der Strahlungswiderstand zunimmt, wirkt sich der Verlustwiderstand weniger auf den Wirkungsgrad aus. Dies gilt natürlich nur unter der Voraussetzung, dass die ohmschen und dielektrischen Verluste durch die größer werdenden Metallstrukturen nicht zunehmen. Davon kann in diesem Fall ausgegangen werden, da die dielektrischen Verluste sogar durch die rein luftgefüllten Kondensatoren reduziert werden.

Die am Ende der Schlitzte vorzunehmenden Bohrungen, um den bei der Laseraktivierung verursachten Kurzschluss zwischen zwei gegenüberliegenden Platten zu unterbrechen, reduzieren zudem die dielektrischen Verluste. Obwohl zwischen den Platten der Kondensatoren größtenteils Luft liegt, durchdringen die elektrischen Felder zum Teil das Dielektrikum am Ende der Schlitzte. Durch Bohrungen am Ende der Schlitzte können diese Verluste reduziert werden. Bei Betrachtung der Ringstruktur ohne Zuleitungen ergibt sich bei nicht vorhandenen Bohrlöchern, jedoch entfernten Kurzschlüssen, ein Wirkungsgrad von $\eta_A = -0,26$ dB. Werden am Ende der Schlitzte Bohrungen mit einem Durchmesser von 0,4 mm – das entspricht genau der Schlitzbreite – vorgenommen, so reduzieren sich die Verluste auf $\eta_A = -0,25$ dB. Mit einem Bohrdurchmesser von 2,0 mm reduzieren sich die Verluste sogar auf $\eta_A = -0,18$ dB.

Der sehr gute Wirkungsgrad der GEO-Ring-Antenne auf dem MID-Kunststoffkörper kann auch mit Messungen bestätigt werden. Abbildung 6.10 zeigt den Wirkungsgrad der GEO-Ring-Antenne auf dem MID-Kunststoffkörper von 2,5 GHz bis 2,6 GHz. Die Reflexionsdämpfung ist bei dieser Darstellung bereits berücksichtigt worden, so dass von einer an 50 Ω ideal angepassten Antenne ausgegangen werden kann. Der Bohrdurchmesser beträgt 2,0 mm. Anzumerken ist hierbei, dass in Abbildung 6.10 die Verluste in den Zuleitungen berücksichtigt sind. Trotzdem wird innerhalb des dargestellten Frequenzbereiches ein Wirkungsgrad von $-0,8$ dB nicht unterschritten. Die Welligkeit des Frequenzganges ist der Messungenauigkeit zuzuschreiben.

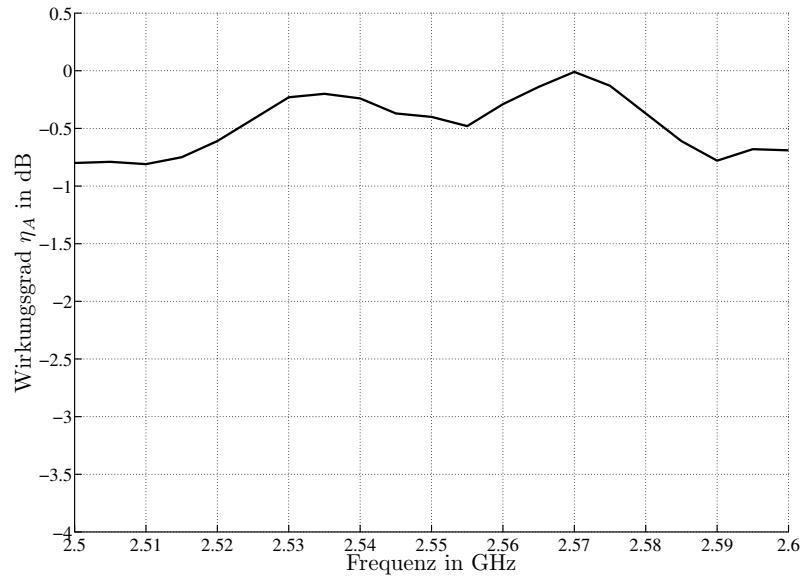


Abbildung 6.10: Wirkungsgrad der GEO-Ring-Antenne auf dem MID-Kunststoffkörper bei Ausführung mit verlustarmen Kapazitäten.

Richtcharakteristik

Abbildung 6.11 zeigt die simulierten Richtdiagramme und die gemessenen Gewinn diagramme der jeweiligen Antenne bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$. Grundsätzlich stimmen die gemessenen Gewinn diagramme mit den simulierten Richtdiagrammen sehr gut überein.

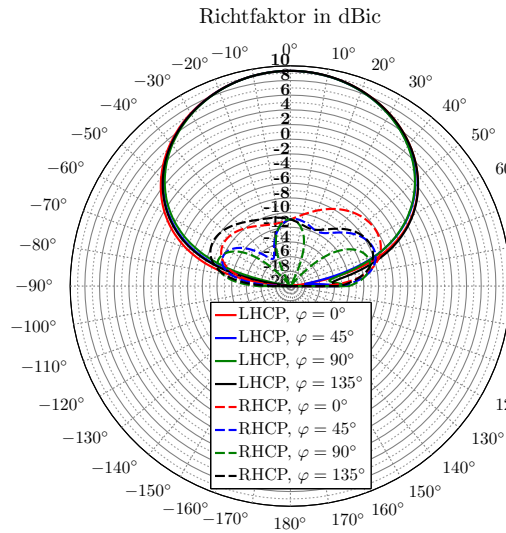
Das Strahlungsmaximum der HEO-Ring-Antenne bei $\theta = 0^\circ$ beträgt in der Messung etwa 9 dBic, was geringfügig unterhalb des Richtfaktors von 9,2 dBic liegt. Dieser minimale Unterschied zeigt, dass durch die gekoppelte Speisetechnik und bei Verwendung eines MID-Materials aus Flüssigkristallpolymeren extrem geringe Verluste auftreten. Wenn noch berücksichtigt wird, dass sich durch die Reflexionsdämpfung von -14 dB ein Reflexionsverlust nach

$$L_{\text{Ref}} = 10 \log_{10}(1 - |\underline{S}_{11}|^2) \quad (6.7)$$

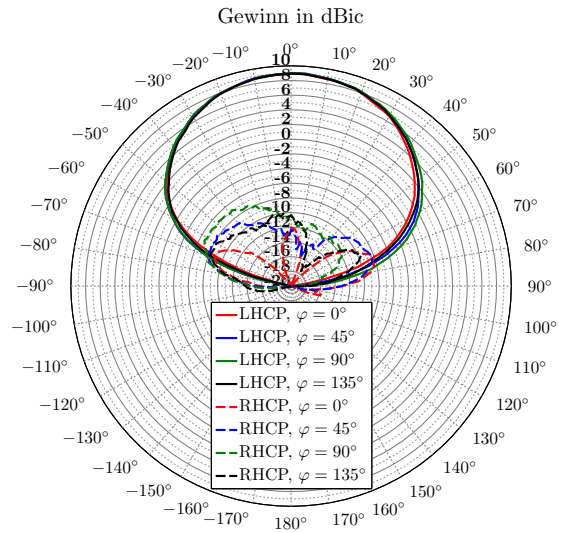
von $-0,17$ dB ergibt, wird noch deutlicher, dass dieser Aufbau der HEO-Ring-Antenne optimal für den Empfang von Satellitensignalen ist.

Die Diskrepanz zwischen dem simulierten und dem gemessenen Strahlungsmaximum der GEO-Ring-Antenne bei $\theta = \pm 45^\circ$ ist ausschließlich auf den Reflexionsverlust zurückzuführen, der $-1,6$ dB beträgt.

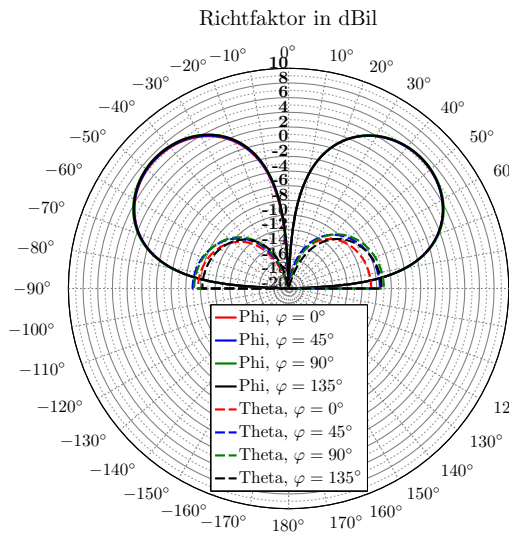
Eine Diskrepanz zwischen dem simulierten und gemessenen Strahlungsmaximum kann auch für die Monopol-Antenne festgestellt werden, die nicht auf Grund möglicher Verluste einen geringeren Gewinn im Vergleich zum Richtfaktor aufweist. Durch eine Reflexionsdämpfung von $-6,3$ dB bei 2,185 GHz ergibt sich nach Gleichung (6.7) ein Reflexionsverlust von $-1,1$ dB. Auch bei dieser Monopol-Antenne wirkt sich die endliche Metallplatte auf die Form der Gewinn diagramme aus, wodurch sich das Strahlungsmaximum von $\theta = \pm 90^\circ$ in der Simulation nach $\theta = \pm 75^\circ$ in der Messung verschiebt.



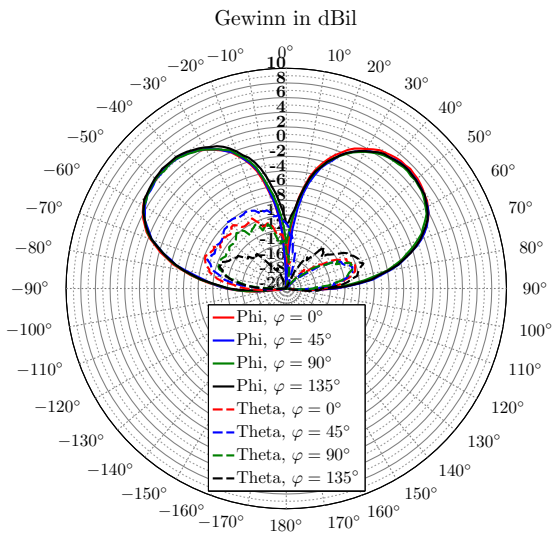
(a) Simulierte LHCP und RHCP Richtdiagramme der HEO-Ring-Antenne bei 2,185 GHz.



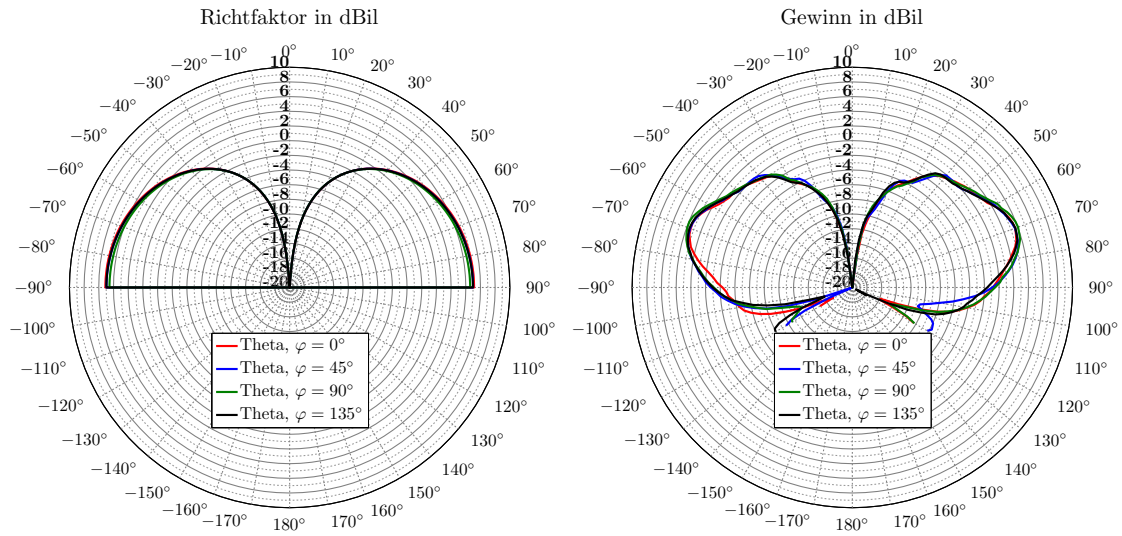
(b) Gemessene LHCP und RHCP Gewinn-diagramme der HEO-Ring-Antenne bei 2,164 GHz.



(c) Simulierte horizontal polarisierte Richtdiagramme der GEO-Ring-Antenne bei 2,185 GHz.



(d) Gemessene horizontal polarisierte Gewinn-diagramme der GEO-Ring-Antenne bei 2,55 GHz.



(e) Simulierte vertikal polarisierte Richtdiagramme der Monopol-Antenne bei 2,185 GHz.

(f) Gemessene vertikal polarisierte Gewinn-
diagramme der Monopol-Antenne bei 2,185 GHz.

Abbildung 6.11: Vergleich der simulierten Richtdiagramme und gemessenen Gewinn-
diagramme der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne.

6.5.2 3-Antennen-Diversity-Kombination auf einem MID-Kunststoffkörper

Im Folgenden werden nun Simulations- und Messergebnisse zu einer 3-Antennen-Diversity-Kombination vorgestellt, wobei alle drei Antennenstrukturen auf dem MID-Kunststoffkörper verlaufen. Wie schon in Kapitel 5 angesprochen wurde, müssen bei einer Kombination der vorgestellten Antennentypen die Metallstrukturen der Einzelantennen entsprechend aufeinander abgestimmt werden, um die Antennen weiterhin in Resonanz betreiben zu können. Dies betrifft insbesondere die Schlitzlänge und den Ringumfang der GEO-Ring-Antenne sowie die Koppelleitung der HEO-Ring-Antenne.

Eingangsimpedanzen

Abbildung 6.12 zeigt die simulierten und gemessenen Eingangsimpedanzen der HEO-Ring-Antenne, der GEO-Ring-Antenne sowie der Monopol-Antenne. Auf Grund einer feineren Diskretisierung des Simulationsmodells von mehr als $\frac{\lambda}{20}$ kann im Vergleich zu den Ergebnissen der Einzelantennen nun eine sehr viel bessere Übereinstimmung zwischen den simulierten und gemessenen Impedanzen bei 2,185 GHz erzielt werden.

Richtcharakteristiken

Abbildung 6.13 zeigt bei 2,185 GHz die simulierten Richtdiagramme und bei 2,180 GHz die gemessenen Gewinn-
diagramme jeweils für die GEO-Ring-Antenne, für die HEO-Ring-Antenne und für die Monopol-Antenne bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 0^\circ$. Die Simulationen zeigen, dass die Richtdiagramme aller drei Antennen in diesem Beispiel leicht asymmetrisch sind. Der Vergleich der Richtdiagramme bei den Azimutschnitten von $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$ zeigt außerdem, dass die Richtdiagramme – anders als für die 3-Antennen-Diversity-Kombination aus Kapitel 5 – nicht ganz gleichförmig sind

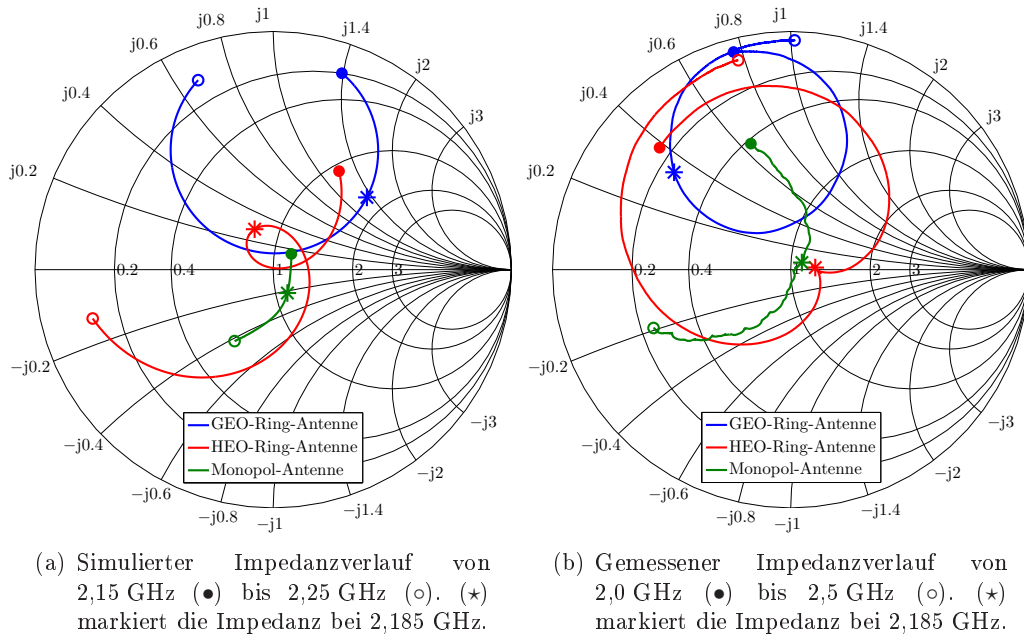


Abbildung 6.12: Simulierte und gemessene Eingangsimpedanzen der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne auf einem MID-Kunststoffkörper.

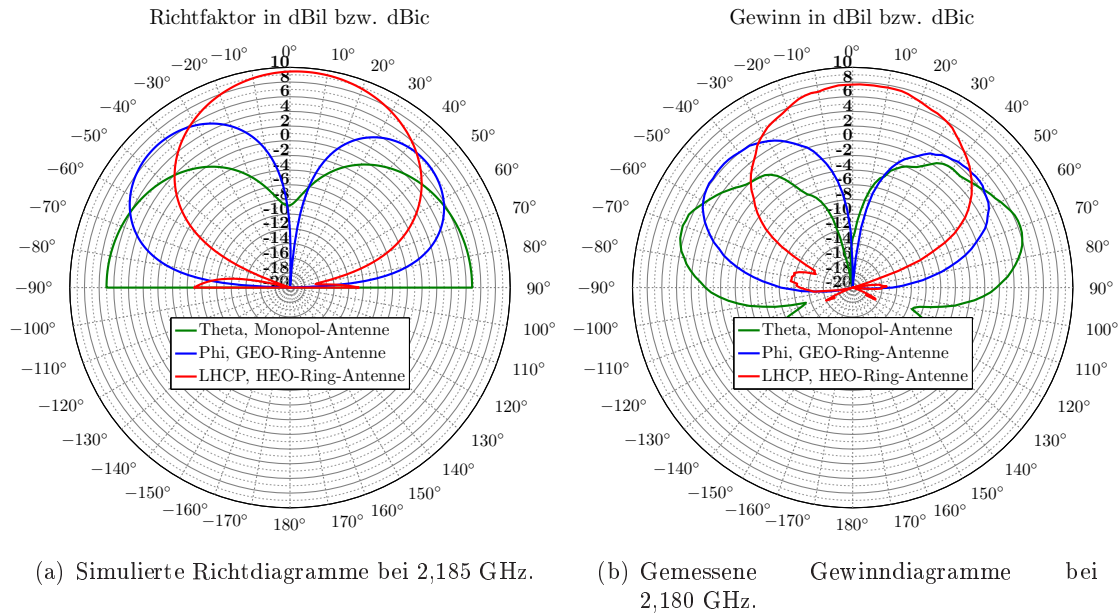


Abbildung 6.13: Vergleich der simulierten Richtdiagramme und gemessenen Gewinn diagramme der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne bei einem Azimutschnitt von $\varphi = 0^\circ$.

Die gemessenen Gewinn diagramme – dargestellt in Abbildung 6.13(b) – bestätigen diese Veränderungen. Der Grund hierfür liegt vermutlich an der asymmetrischen Speisetechnik der HEO-Ring-Antenne, die durch nur eine Koppelleitung auf einer der beiden schräg verlaufenden Rampen realisiert ist.

Vermutlich wirkt sich der Strom auf der Koppelleitung auch auf die Monopol-Antenne sowie auf die Zuleitung der GEO-Ring-Antenne aus, wodurch sich die Asymmetrie der Richtdiagramme bzw. der Gewinn diagramme erklären lässt. Eine weitere Koppelleitung auf der gegenüberliegenden Rampe könnte auf Grund des dann entstehenden symmetrischen Aufbaus Richtcharakteristiken mit verbesserten Symmetrieeigenschaften bewirken. Ein Phasenversatz zwischen den Speisepunkten der beiden Rampen von $\Delta\phi = 90^\circ$ wäre dafür jedoch zwingend erforderlich, um weiterhin eine zirkular polarisierte HEO-Ring-Antenne zu erhalten.

Schwenkbare Richtcharakteristik

Abbildung 6.14 zeigt die Hüllkurve der 3-Antennen-Diversity-Kombination, die sich aus den Gewinn diagrammen der Antennen aus Abbildung 6.13(b) und aus deren Verschaltung bei 2,18 GHz ergibt. Die GEO-Ring-Antenne und die Monopol-Antenne sind dabei mit einem Phasenversatz von $\Delta\phi = 0^\circ$ phasenstarr miteinander verschaltet. Die Phasendifferenz zwischen der HEO-Ring-Antenne und den beiden phasenstarr verschalteten Antennen variiert zwischen $\Delta\phi = 0^\circ$ und $\Delta\phi = 360^\circ$. In Abbildung 6.14 ist auch das

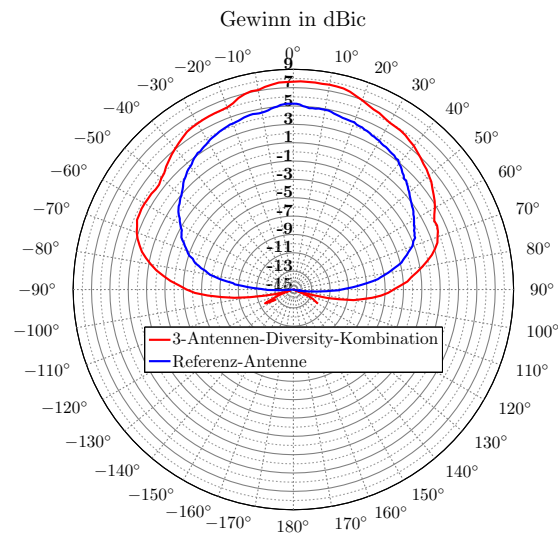


Abbildung 6.14: Hüllkurve aller LHCP Gewinn diagramme der 3-Antennen-Diversity-Kombination auf dem MID-Kunststoffkörper im Vergleich zum Gewinn diagramm einer handelsüblichen, planaren Antenne in Mikrostreifentechnik.

Gewinn diagramm einer handelsüblichen, planaren Antenne in Mikrostreifentechnik zum Vergleich dargestellt. Auch hier wird erneut deutlich, dass bei allen Elevationswinkeln ein um mindestens 2 dB höherer Gewinn mit der 3-Antennen-Diversity-Kombination erzielt werden kann.

6.5.3 Optimierter MID-Kunststoffkörper

Der in Abbildung 6.8 dargestellte MID-Kunststoffkörper wurde mit insgesamt vier Spritzgussteilen hergestellt, die durch passgenaues Zusammensetzen die entsprechende Form des Kunststoffkörpers ergaben. Es zeigte sich, dass einige Metallstrukturen, die über Stoßstellen zweier Spritzgussteile verlaufen, häufig eine elektrische Unterbrechung aufweisen.

Um ein einfacheres und schnelleres und damit preisgünstigeres Gießen des Kunststoffkörpers zu ermöglichen und um mögliche Leitungsunterbrechungen zu vermeiden, sind ausschließlich zwei Spritzgussteile wünschenswert, wobei das eine die äußere Struktur und das zweite die innere Struktur des Kunststoffkörpers formt. Ein optimiertes Modell eines Kunststoffkörpers für die Integration der HEO-Ring-Antenne, der GEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne ist in Abbildung 6.15 dargestellt. Dieser Kunststoffkörper nimmt die Form eines stufenförmigen quadratischen Pyramidenstumpfes an und kann so mit nur zwei Spritzgussteilen gegossen werden. Die Metallstrukturen können auf sehr ähnliche Weise auf

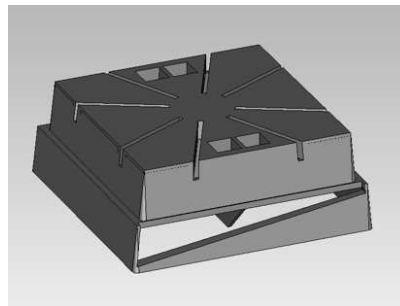


Abbildung 6.15: Optimierter MID-Kunststoffkörper ausgeführt als stufenförmiger quadratischer Pyramidenstumpf.

diesem optimierten Kunststoffkörper verlaufen, so dass keine größeren Änderungen bezüglich ihrer Geometrien nötig sind.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit kompakten Antennen-Diversity-Kombinationen für den Empfang von GEO- und HEO-Satellitensignalen im S-Band, die für Automobilanwendungen – insbesondere bei einer Montage auf einem Fahrzeugdach – die gewünschten Anforderungen seitens der Automobilhersteller erfüllen. Dazu gehört trotz Verwendung von mehreren Antennen eine kompakte Bauform, so dass sich die Diversity-Antennen leicht unter einer Schutzhaube für Fahrzeugdachantennen verbauen lassen. Außerdem zeichnet sich jede der vorgestellten Antennen durch eine Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum in Winkelbereiche aus, die für GEO- oder HEO-Satellitensysteme mit terrestrischen Sendestationen typisch bei einem Empfang in Nordamerika und Europa sind.

Hierfür ist es notwendig, zunächst die Elevationswinkel zwischen einer mobilen Empfangsantenne und einem GEO- bzw. einem HEO-Satelliten zu betrachten. Für ein GEO-Satellitensystem kann der Elevationswinkel Θ zwischen 20° und 60° betragen, hingegen variiert der Elevationswinkel für ein HEO-Satellitensystem zwischen 35° und 85° . Abhängig vom Empfangsort und vom Satellitensystem sind folglich Diversity-Antennen mit unterschiedlichen Richtcharakteristiken notwendig.

Der Abstand der Diversity-Antennen zueinander spielt bei einem Diversity-System ebenfalls eine wesentliche Rolle. Nur eine kompakte Bauform unter einer gemeinsamen Schutzhaube ermöglicht eine dem Entwurf gerechte Anwendung auf einem Fahrzeugdach. Untersuchungen zur Diversity-Effizienz auf Basis von aufgezeichneten Satellitensignalen zeigen, dass auch bei einem Antennenabstand von weniger als einer Wellenlänge eine deutliche Empfangsverbesserung mit einem Antennen-Diversity-System auf der Empfangsseite möglich ist. Diese Untersuchungen basieren auf handelsüblichen planaren Antennen in Mikrostreifentechnik, die für eine Integration unter einer Schutzhaube für Fahrzeugdachantennen auf Grund ihrer Abmessungen so nicht in Frage kommen würden.

In dieser Arbeit werden daher zunächst Antennenstrukturen untersucht, welche es ermöglichen, bei kleinem Antennenabstand eine ausreichend hohe Diversity-Effizienz zu erzielen. In weiteren Schritten werden Antennenstrukturen betrachtet, welche jeweils die selbe Antennenfläche beanspruchen und deren Phasenzentren auf der selben senkrechten Achse angeordnet sind.

Als dislozierte Antenne mit einem Abstand zu einer zweiten Antenne von weniger als einer Wellenlänge wird zunächst eine zirkular polarisierte und unterseitig mit einem Hohlkörper versehene Schlitz-Dipol-Antenne untersucht. Diese bei einer Frequenz von 2,326 GHz zunächst in Simulationen untersuchte und anschließend realisierte und vermessene Satellitenantenne weist eine symmetrische Richtcharakteristik mit einem Strahlungsmaximum in Richtung Zenit auf, wobei der Gewinn 5 dBic beträgt. Durch die extrem schmale Bauform von nur 1,5 mm lässt sich diese Schlitz-Dipol-Antenne besonders an solchen Einbauorten – wie im schmalen Bereich unter einer Schutzhaube für Fahrzeugdachantennen – montieren, an denen herkömmliche Satellitenantennen auf Grund ihrer Abmessungen nicht verwendet werden können. Durch Veränderung der Antennenstrukturen kann die Schlitz-Dipol-Antenne verkleinert werden und es kann gleichzeitig eine Richtcharakteristik mit größerer Halbwertsbreite von etwa $\theta_{HB} = 40^\circ$ erzielt werden. Diese Antenne ist für

eine Montage auf einem Fahrzeugdach auf Grund ihrer Bauform bereits als Einzelantenne eine Alternative zu häufig verwendeten Satellitenantennen in Mikrostreifentechnik. Zudem können die Metallstrukturen der Schlitz-Dipol-Antenne gegebenenfalls leicht mit anderen Antennenstrukturen auf ein gemeinsames Substrat gedruckt werden. Die benötigten Eingangsverstärker können außerdem leicht auf der Unterseite der Schlitz-Struktur positioniert werden, wodurch gleichzeitig der Hohlkörper als Schirmung von anderen hochfrequenten Baugruppen dient. Durch Erweiterung mit einem einfachen Netzwerk aus Spulen, Kapazitäten und Schaltdioden lässt sich die Schlitz-Dipol-Antenne zu einer spannungs-gesteuerten umschaltbaren LHCP/RHCP Satellitenantenne erweitern. Unter realen Bedingungen gemessene und aufgezeichnete Satellitensignale zeigen, dass sich mit der Schlitz-Dipol-Antenne in Kombination mit einer gekreuzten Rahmen-Antenne vor allem in einem Mehrwegeszenario eine deutliche Verbesserung der Audio-Verfügbarkeit im Vergleich zu einem Ein-Antennen-System erzielen lässt. Der Antennenabstand beträgt dabei nur 9,5 cm, wobei – bedingt durch die schmale Bauform der Schlitz-Dipol-Antenne – beide Antennen unterhalb einer Schutzhaube für Fahrzeugdachantennen verbaut werden können.

Im Weiteren werden nun Antennen untersucht, welche sich gemeinsam die selbe Fläche teilen. Die Phasenzentren liegen dabei auf einer zur Fläche senkrechten Achse, um eine noch kleinere Bauform für Diversity-Antennen zu ermöglichen.

Die vorgestellten Antennenkombinationen aus einer planaren Antenne und einer Monopol-Antenne sowie aus einer planaren Antenne und einer neu konzipierten Ring-Antenne, im Folgenden GEO-Ring-Antenne bezeichnet, nehmen hingegen im Vergleich zur Kombination aus Schlitz-Dipol-Antenne und gekreuzter Rahmen-Antenne nur den Platz einer herkömmlichen Satellitenantenne ein. Trotz einer Positionierung der GEO-Ring-Antenne über der planaren Antenne sowie der Monopol-Antenne in der Mitte der planaren Antenne sind die Antennen auf Grund ihres unterschiedlichen Strombelags voneinander mit 24 dB bzw. 35 dB entkoppelt. Die Antennenkombinationen zeigen nahezu die gleichen symmetrischen und gleichförmigen Richtcharakteristiken, wie sie auch bei Betrachtung als Einzelantennen entstehen. Die Abmessungen beider Antennenkombinationen betragen nur 33 mm x 33 mm x 13 mm, so dass eine solche Antennenkombination leicht unter einer Schutzhaube für Fahrzeugdachantennen verbaut werden kann und sie dabei die selbe Fläche wie eine Einzelantenne einnimmt.

Durch die unterschiedlichen Richtcharakteristiken, die sich bezüglich des Elevationswinkels hervorragend gegenseitig ergänzen, sind diese Antennenkombinationen für kombinierte GEO- und HEO-Satellitensysteme geeignet. In einem Mehrwegeszenario mit Rayleigh-verteilten Signaleinbrüchen ergänzen sich die sehr gut entkoppelten Antennen in einer Weise, dass eine Anwendung in einem Schalt-Diversity-System gleichermaßen wie in einem Phasen-Diversity-System zu erheblichen Empfangsverbesserungen führt. Die gemessenen Richtcharakteristiken und deren Verschaltung zeigen zudem, dass die Antennenkombinationen eine schwenkbare Richtcharakteristik erzeugen können. Gerade für niedrige Elevationswinkel – somit ideal für GEO-Satellitensysteme – lässt sich ein zusätzlich höherer Gewinn erzielen. Die Kombination aus planarer Antenne und GEO-Ring-Antenne ist bei einem Satellitensystem ohne terrestrische Sendestationen der Kombination aus planarer Antenne und Monopol-Antenne vorzuziehen. Bedingt durch das Strahlungsmaximum der GEO-Ring-Antenne bei $\theta = \pm 45^\circ$ kann eine schwenkbare Richtcharakteristik mit höherem Gewinn in Richtung der für GEO-Satellitensysteme relevanten Elevationswinkel erreicht werden. Jedoch kann auf Grund der in städtischen Gebieten gesendeten terrestrischen Signale auf die Monopol-Antenne selten verzichtet werden.

Neben der Verbesserung der Audio-Verfügbarkeit, die sich mit einer 2-Antennen-Diversity-Kombination aus planarer Antenne und GEO-Ring-Antenne gegenüber einem Ein-Antennen-System ergibt, zeigt die auf aufgezeichneten Satellitensignalen basierende Diversity-Effizienz n – also die fiktive Antennenanzahl –, dass die Erweiterung mit einer Monopol-Antenne zu einer 3-Antennen-Diversity-Kombination eine weitere Empfangsverbesserung mit sich bringt. Bei einem Elevationswinkel von $\Theta = 25^\circ$ kann so die Diversity-Effizienz von $n = 1,4$ auf $n = 1,9$ erhöht werden.

Die beschriebene Antennen-Kombination aus GEO-Ring-Antenne und planarer Antenne ist vor allem für ein GEO-Satellitensystem geeignet. Durch Ersetzen der planaren Antenne mit einer besonders für HEO-Satellitensysteme geeigneten Ring-Antenne, kann eine Kombination realisiert werden, die sowohl für GEO- als auch für HEO-Satellitensysteme geeignet ist. Die hierfür vorgestellte HEO-Ring-Antenne weist einen Gewinn von etwa 8 dBic und eine Halbwertsbreite von $\theta_{HB} = 70^\circ$ auf. Somit liegt bei dieser Antenne ein größeres Strahlungsmaximum in Richtung Zenit vor als bei der betrachteten planaren Antenne in Mikrostreifentechnik, deren Gewinn etwa 4 dBic und deren Halbwertsbreite etwa $\theta_{HB} = 100^\circ$ betragen. Die Kombination der HEO-Ring-Antenne mit der GEO-Ring-Antenne hat zur Folge, dass sich die Halbwertsbreite der HEO-Ring-Antenne auf etwa 60° reduziert. Ein Empfangstest in einem Mehrwegeszenario mit niedrigem Elevationswinkel zeigt, dass trotz des niedrigen Elevationswinkels die Audio-Verfügbarkeit von 55 % mit einer Einzelantenne auf 72 % mit der Kombination aus GEO-Ring-Antenne und HEO-Ring-Antenne erhöht werden kann.

Das zwar einfach zu entwerfende aber im Aufbau kostspielige Speisernetzwerk für die HEO-Ring-Antenne kann zudem durch eine einfache Koppelleitung ersetzt werden. Durch die gekoppelte Speisetechnik können die Verluste der HEO-Ring-Antenne deutlich minimiert werden, wodurch ein höheres Signal-zu-Rauschverhältnis am Empfänger vorliegt. Die sehr gute Entkopplung der Antennen bei deren Kombination bleibt auch noch dann erhalten, wenn eine Monopol-Antenne diese Antennenkombination zu einer 3-Antennen-Diversity-Kombination erweitert. Die Diversity-Antennen-Kombination nimmt weiterhin nur den Platz einer Einzelantenne in Anspruch.

Der Anschluss der 3-Antennen-Diversity-Kombination an ein entsprechendes 3-Antennen-Diversity-Modul bringt einen weiteren Vorteil gegenüber dem 2-Antennen-Diversity-System. Die vertikal polarisierte Monopol-Antenne bietet nicht nur die Möglichkeit, Signale von terrestrischen Sendestationen zu empfangen. Vielmehr kann durch eine entsprechende Phasendifferenz die horizontal polarisierte GEO-Ring-Antenne zusammen mit der Monopol-Antenne zu einer zirkular polarisierten Satellitenantenne für niedrige Elevationswinkel erweitert werden. Zusammen mit der HEO-Ring-Antenne entstehen so an einem Einbauort zwei zirkular polarisierte Satellitenantennen. Bei Verschaltung dieser beiden zirkular polarisierten Antennen zeigt die daraus resultierende schwenkbare Richtcharakteristik, dass diese 3-Antennen-Diversity-Kombination für HEO-Satellitensysteme geeignet ist, da ein deutlich größerer zirkular polarisierter Gewinn bei hohen Elevationswinkeln gegenüber einer Einzelantenne erzielt werden kann. Die Messungen zeigen ebenso, dass sich mit dieser 3-Antennen-Diversity-Kombination auch für GEO-Satellitensysteme eine schwenkbare Richtcharakteristik mit deutlich höherem Gewinn für niedrigere Elevationswinkel erzielen lässt. Für alle Elevationswinkel von $-90^\circ \leq \theta \leq +90^\circ$ lässt sich ein um 2 dB bis 3 dB höherer Gewinn gegenüber einer kommerziellen Antenne im S-Band erzielen.

So kann diese kompakte 3-Antennen-Diversity-Kombination hervorragend sowohl für

Schalt-Diversity-Systeme als auch für Phasen-Diversity-Systeme auch bei Vorhandensein von terrestrischen Sendestationen eingesetzt werden. Die Richtcharakteristiken ergänzen sich gerade in einem Mehrwegeszenario derart, dass ein Umschalten zwischen den Antennen genauso wie eine Überlagerung der Antennensignale eine Empfangsverbesserung mit sich bringt.

Die beschriebene 3-Antennen-Diversity-Kombination wird im Folgenden dahingehend untersucht, inwiefern diese mit Hilfe der MID-Technologie – Molded Interconnected Devices (MID) – auf einem kostengünstigen Kunststoff realisiert werden kann. Ein für Hochfrequenzanwendungen neuartiges Material für die Realisierung von verlustarme Satellitenantennen wird hierfür herangezogen und erstmalig mit Bezug auf Satellitenantennen im S-Band untersucht. Zur Untersuchung, Realisierung und Vermessung wird deswegen ein Kunststoffkörper aus einem MID-Material mit einem Volumen von nur $39\text{ mm} \times 39\text{ mm} \times 17\text{ mm}$ betrachtet, der als Trägermaterial für dreidimensionale Metallstrukturen dient. Die Metallstrukturen der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne können dabei in einem Laserverfahren und in einem anschließenden stromlosen Kupferbad auf dem Kunststoffkörper aufgebracht werden. Durch Verwendung eines MID-Kunststoffes aus Flüssigkristallpolymeren können zudem verlustarme Kapazitäten für die GEO-Ring-Antenne während des Laservorganges realisiert werden. Dies wird in Messungen anhand des sehr guten Wirkungsgrades der GEO-Ring-Antenne, der durch den Aufbau der Kapazitäten in Schlitztechnik hervorgerufen wird, bestätigt. Die Verluste der HEO-Ring-Antenne werden zudem durch die Speisung mit einer Koppelleitung deutlich minimiert, da das gemessene Strahlungsmaximum von der als verlustfrei angenommenen Simulation nur um 0,2 dB abweicht.

Auch bei Kombination aller drei Antennen auf dem MID-Kunststoffkörper weisen die Richtcharakteristiken der einzelnen Antennen die gewünschte Form auf. Auf Grund der zur HEO-Ring-Antenne gehörenden, einseitig und schräg verlaufenden Koppelleitung ist eine geringe Asymmetrie der Richtcharakteristiken aller drei Antennen festzustellen.

Bei Anschluss an ein 3-Antennen-Diversity-Modul kann ebenfalls ein höherer Gewinn von 2 dB bis 3 dB für alle Elevationswinkel im Vergleich zu einer handelsüblichen, planaren Antenne in Mikrostreifentechnik erreicht werden.

Die Verwendung eines MID-Kunststoffkörpers für die Realisierung einer 3-Antennen-Diversity-Kombination für Automobilanwendungen ist gerade unter dem Aspekt von verlustarmen Satellitenantennen und einer schnellen Fertigung zu empfehlen.

In einem weiteren Schritt kann eine weitere Optimierung des MID-Kunststoffkörpers für ausschließlich drei der vorgestellten Antennen, also der GEO-Ring-Antenne, der HEO-Ring-Antenne und der Monopol-Antenne, vorgenommen werden. Um Kosten einzusparen, kann der Kunststoffkörper so gestaltet werden, dass er aus nur zwei Formteilen gegossen werden kann und er – unter Berücksichtigung von Stabilitätsanforderungen – möglichst wenig Kunststoffmaterial benötigt. Zudem ist darauf zu achten, dass keine Leitungen an den Übergängen der Formteile verlaufen, da dort meist Leitungsunterbrechungen auftreten. Sowohl die Form des Spritzgussteiles als auch die Leitungsführung müssen hierfür gleichzeitig betrachtet werden.

Des Weiteren muss der Kunststoffkörper so ausgelegt werden, dass die Anpassnetzwerke für die HEO-Ring-Antenne sowie für die Monopol-Antenne weitestgehend auf dem Kunststoffkörper verlaufen. So kann auf die Anpassnetzwerke auf dem unteren Substrat größtenteils verzichtet werden, worauf sich die Verstärkerschaltungen befinden und diese so leichter Platz finden.

Ein anschließender Empfangstest von Satellitensignalen unter realen Bedingungen, bei dem der MID-Kunststoffkörper auf einem Fahrzeugdach montiert und an ein 3-Antennen-Diversity-Modul angeschlossen wird, könnte die Untersuchung abschließen.

Die in dieser Arbeit gezeigten Empfangsverbesserungen mit Hilfe von Antennen-Diversity-Kombinationen lassen folgern, dass diese ebenfalls unter Verwendung eines MID-Kunststoffkörpers erzielt werden können. Auf Grund der geringeren Verluste ist eine noch höhere Audio-Verfügbarkeit in einem Mehrwegeszenario zu erwarten.

Zusammenfassend zeigen die Ergebnisse, dass auf engstem Bauraum Diversity-Antennen realisierbar sind, welche für Diversity-Systeme und für den digitalen Satellitenempfang im S-Band hervorragend geeignet sind. Für den kostengünstigen Aufbau dieser Systeme stellt die MID-Technologie eine aussichtsreiche Zukunftsperspektive dar.

A Anhang

A.1 Teststrecke

Bei der in den USA nördlich von Detroit verlaufenden Testfahrt wurden Satellitensignale während einer Dauer von etwa 300 Sekunden gemessen, aufgezeichnet und daraus die Audio-Verfügbarkeit jeweils bei Verwendung von einer Antennen-Diversity-Kombination, einer Einzelantenne sowie einer Referenz-Antenne berechnet und verglichen. Die Teststrecke wurde entweder von westlicher in östlicher oder von östlicher in westlicher Richtung durchfahren, wobei die Fahrgeschwindigkeit $40 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ betrug. Die in Abbildung A.1 gezeigte Teststrecke ist durch zahlreiche Bäume mit dichtem Blätterwerk charakterisiert, wodurch sich Audioausfälle durch Pegelbrüche – wie in Kapitel 2 erläutert wurde – ergeben. Da



(a) Stark bewaldete Teststrecke.



(b) Verlauf der von West nach Ost führenden Teststrecke.

Abbildung A.1: Nördlich von Detroit, USA, verlaufende Teststrecke.

die Teststrecke – wie Abbildung A.1(b) zeigt – nahezu geradlinig von Westen nach Osten bzw. umgekehrt verläuft, kann während der Testfahrt von einem konstanten Azimutwinkel zwischen einer Antenne und einem Satellit ausgegangen werden. Diese Annahme kann jedoch nicht für den Elevationswinkel getroffen werden.

A.2 Aufzeichnungseinheit

Zur Aufzeichnung von Satellitensignalen steht eine Aufzeichnungseinheit, bestehend aus einer analogen und digitalen Einheit, zur Verfügung. Vier Satellitensignale können dabei gleichzeitig verarbeitet werden [29]. Abbildung A.2 zeigt das Schaltbild der Aufzeichnungseinheit, die aus vier identisch aufgebauten Empfangskanälen besteht. Die analoge Einheit

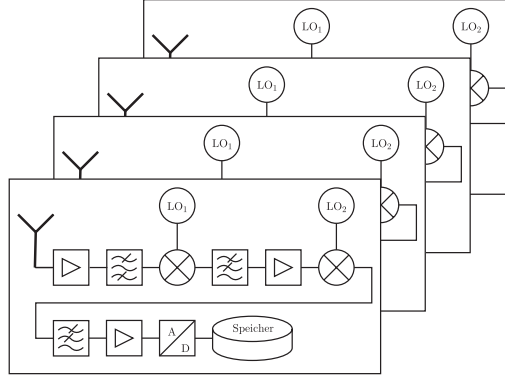


Abbildung A.2: Prinzipieller Aufbau der Aufzeichnungseinheit für bis zu vier Antennensignale.

setzt sich im Wesentlichen aus Verstärkern, Bandfiltern und Mischern zusammen, die in zwei Stufen die Empfangssignale bei einer Mittenfrequenz von 2,32625 GHz auf eine Zwischenfrequenz f_z von 10,7 MHz mischen. Die digitale Einheit tastet dann anschließend die Signale bei etwa $f_a = 41,34$ MHz ab und speichert diese auf einem Datenträger. Da die Satellitensignale eine Bandbreite B von 12,5 MHz aufweisen, wird bei dieser Abtastfrequenz das Shannon-Theorem nicht verletzt, da

$$f_a > 2 \cdot \left(f_z + \frac{B}{2} \right) \quad (\text{A.1})$$

gilt. Die Signale lassen sich somit rekonstruieren und ein anschließendes Abspielen der aufgezeichneten Signale ist möglich. Abbildung A.3 zeigt die Aufzeichnungseinheit zusammen mit der digitalen Einheit im Kofferraum des Testfahrzeuges.



Abbildung A.3: Aufzeichnungseinheit im Kofferraum eines Testfahrzeuges.

A.3 Testfahrzeug und Antennenmontage

Für die Empfangstests in Nordamerika wurden die zu untersuchenden Antennen auf einer $60\text{ mm} \times 70\text{ mm}$ großen Metallplatte montiert, die wiederum auf dem Dach eines Fahrzeuges befestigt wurde. Abbildung A.4 zeigt die Antennenanordnungen zu den in Kapitel 2 und Kapitel 3 angesprochenen Antennentypen.



(a) Vier planare Antennen mit einem Antennenabstand von 9 cm.



(b) Referenz-Antenne und unter einer Schutzhaube verbauete 2-Antennen-Diversity-Kombination aus Schlitz-Dipol-Antenne und gekreuzter Rahmen-Antenne.

Abbildung A.4: Montageposition der Antennen auf einem Fahrzeugdach.

A.4 Messkammer

Die Messungen der Richtcharakteristiken bzw. der Gewinn diagramme erfolgten in einer Absorberkammer, wobei eine breitbandige dual-polarisierte logarithmisch-periodische Antenne oder eine linear polarisierte Horn-Antenne als Sendeantenne – in Abbildung A.5 als Referenz-Antenne bezeichnet – verwendet wurden. Zur Messung der vertikal und horizontal polarisierten Richtcharakteristik wird bei Verwendung der logarithmisch-periodischen Antenne mit einem Schalter die entsprechende Polarisation ausgewählt. Bei Verwendung der Horn-Antenne als Referenz-Antenne wurde diese mit einem Motor um 90° gedreht. Die zirkular polarisierte Richtcharakteristik wird dann aus den beiden gemessenen linear polarisierten Richtcharakteristiken berechnet. Die links- bzw. rechts-zirkular polarisierten Gewinn diagramme können dann mit Gleichung (A.2) bestimmt werden.

$$G_{\text{LHCP,RHCP}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(G_\theta(\theta, \varphi) \pm jG_\varphi(\theta, \varphi)) \quad (\text{A.2})$$

Abbildung A.5 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Absorberkammer. Zur Messung der

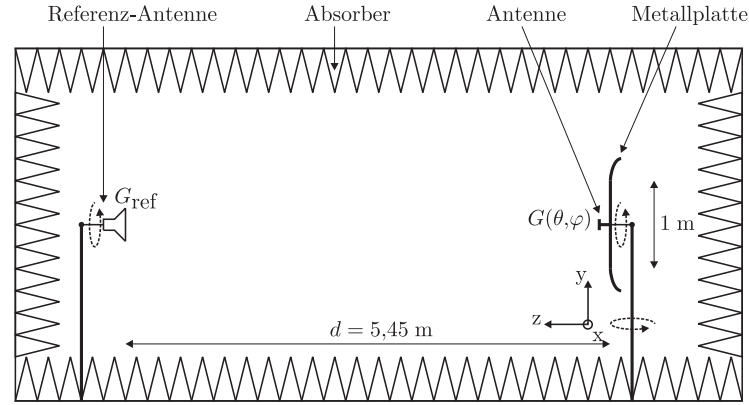


Abbildung A.5: Absorberkammer mit der Referenz-Antenne und einer auf einer Metallplatte montierten zu vermessenden Antenne.

Richtcharakteristik werden SDARS-Antennen nach [62] standardmäßig auf einer kreisrunden Metallplatte mit einem Durchmesser von 1 m montiert, wobei die Metallscheibe ein Fahrzeugdach nachbilden soll. Die Kanten der Metallplatten werden zudem abgerundet, damit der Einfluss der Kantenströme auf die Richtcharakteristik der zu vermessenden Antenne minimiert wird. Zur Vermessung der dreidimensionalen Richtcharakteristik kann die Metallplatte mit der zu vermessenden Antenne mit Hilfe von Stellmotoren sowohl um die z-Achse (Azimutwinkel) als auch um die y-Achse (Elevationswinkel) gedreht werden. Mit Hilfe eines vektoriellen Netzwerkanalysators kann der \underline{S}_{21} -Parameter für jeden Azimutwinkel bestimmt werden, mit dem wiederum der Gewinn mit

$$G(\theta, \varphi) = \frac{|\underline{S}_{21}(\theta, \varphi)|^2}{G_{\text{ref}}} \left(\frac{4\pi d}{\lambda_0} \right)^2 \quad (\text{A.3})$$

bestimmt werden kann. Hierzu muss jedoch der Gewinn der Referenz-Antenne G_{ref} bekannt sein, der zum Beispiel mit einer 3-Antennenmessmethode vorher ermittelt werden kann [36].

Literaturverzeichnis

- [1] MÜHLBAUER, P.: *Subventionsleiche DAB*. <http://www.heise.de/tp/r4/artikel/27/27240/1.html>, Abruf: Juni 2010. – veröffentlicht am 8. Februar 2008.
- [2] BRISKMAN, R. D.; PREVAUX, R. J.: S-DARS Broadcast from Inclined, Elliptical Orbits. In: *Acta Astronautica* 54 (2004), April, S. 503–518.
- [3] PATSIOKAS, S. J.: XM Satellite Radio Technology Fundamentals. In: *SAE 2001 World Congress*. Detroit, USA, März 2001.
- [4] SALLAM, H.; TAREK, T.; SOUMAGNE, J.: A GEO Satellite System for Broadcast Audio and Multimedia Services Targeting Mobile Users in Europe. In: *4th Advanced Satellite Mobile Systems*. Bologna, Italien, August 2008, S. 134–139.
- [5] YATES, J.: HEO or GEO? In: *Communications Engineer* 5 (2007), April-Mai, Nr. 2, S. 40–45.
- [6] ONDAS MEDIA S.A.: *Technology & Systems Overview*. <http://www.ondasmedia.com/technology-overview.htm>, Abruf: Januar 2010.
- [7] JAKES, W. C.: *Microwave Mobile Communications*. New York, Deutschland : John Wiley & Sons, 1974.
- [8] SENECA, S.; BARIÉ, D.; MÜLLER, D.; REITER, L.; LINDENMEIER, S.: Investigation on Improvements in SDARS Reception Quality with a Scan/Phase Antenna Diversity System. In: *German Microwave Conference*. München, Deutschland, März 2009, S. 1–4.
- [9] SENECA, S.; MÜLLER, D.; BARIÉ, D.; REITER, L.; LINDENMEIER, S.: Investigation on the Combination of a Scan/Phase Antenna Diversity System with a Novel Diversity Antenna Set. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*. Charleston, USA, Juni 2009, S. 1–4.
- [10] DAVARIAN, F.: Sirius Satellite Radio: Radio entertainment in the sky. In: *Aerospace Conference Proceedings, 2002. IEEE* Bd. 3. Big Sky, USA, März 2002, S. 1031–1035.
- [11] WOO, K.: Ground vehicle antenna development for land mobile satellite service. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1984* Bd. 22. Boston, USA, Juni 1984, S. 66–69.
- [12] HALLER, N.: Mobile antennas for reception of S-DARS. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE* Bd. 1. Boston, USA, Juli 2001, S. 426–429.
- [13] SCHUERING, H.-G.; HASSMANN, G.-H.; LINDENMEIER, H.K.; REITER, L.M.; HOPF, J.F.; LINDENMEIER, S.M.: State of the art of vehicle antennas for satellite radio. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* Bd. 1B. Washington, DC, USA, Dezember 2005, S. 68–71.

- [14] HEO, M.H.; JEON, J.-S.: Microstrip patch antenna for SDARS reception. In: *IEEE Antennas and Propagation Symposium 2005* Bd. 3B. Washington D.C., USA, Juli 2005, S. 313–316.
- [15] KIM, J.-H.; KIM, J.-K.; KIM, Y.-J.; LEE, H.-M.: High Gain Antenna using Parasitic Annular Patch Structure. In: *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*. Bangkok, Thailand, Dezember 2007, S. 1–4.
- [16] LEE, B.; JUNG, C.; YU, B.; CHOI, N.; I. LEE, F. J. H.; CHO, C.; PARK, M.-J.; CHUNG, Y.-S.: Design concept of compact antenna for SDARS applications. In: *Electronics Letter* 54 (2007), August, S. 845–846.
- [17] HOPF, J. F.; REITER, L. M.; LINDENMEIER, S. M.: Crossed Frame Antenna for Automotive Application for the New US Satellite Digital Audio Radio Service (SDARS). In: *9th European Conference on Wireless Technology*. Manchester, England, September 2006, S. 8–11.
- [18] KIM, Y.; WALTON, E. K.: Design of small and low-profile antenna for Satellite Digital Audio Radio System. In: *Electronics Letters* 41 (2005), Januar, S. 4–5.
- [19] PHAEBUA, K.; PHONGCHAROENPANICH, C.; TORRUNGRUENG, D.; SURITTIKUL, N.; VILLARROEL, W.: An eight-branch folded strip antenna with a circular parasitic patch on circular ground plane for SDARS application. In: *IEEE Antennas and Propagation Symposium 2009*. Charleston, USA, Juni 2009, S. 1–4.
- [20] GEARY, K.; SCHAFFNER, J. H.; HSU, H.-P.; SONG, H.J.; COLBRUN, J. S.; YASAN, E.: Single-Feed Dual-Band Stacked Patch Antenna for Orthogonal Circularly Polarized GPS and SDRAS Applications. In: *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th*. Calgary, Kanada, September 2008, S. 1–5.
- [21] BEDDELEEM, G.; RIBERO, J. M.; KOSSIAVAS, G.; STARAJ, R.; FOND, E.: Dual-frequency antenna circularly polarized for GPS-SDARS operation. In: *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*. Edinburgh, Schottland, November 2007, S. 1–5.
- [22] PETROS, A.; ZAFAR, I.; LICUL, S.: Reviewing SDARS Antenna Requirements. In: *Microwaves and RF* (2003), September, S. 51–62.
- [23] LINDENMEIER, H.; HOPF, J.; REITER, L.: Low profile SDARS-antenna with diversity functionality. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE* Bd. 4. San Antonio, USA, Juni 2002, S. 744–747.
- [24] HONG, Y.-P.; KIM, J.-M.; JEONG, S.-C.; KIM, D.-H.; CHOI, M.-H.; LEE, Y.; YOOK, J.-G.: S-band dual-path dual-polarized antenna system for satellite digital audio radio service (SDARS) application. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 54 (2006), Juni, Nr. 4, S. 1569–1575.
- [25] CHANG, D.-C.; CHEN, J.-H.: 2.3 GHz antenna with both LHCP and LP for SDARS. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE* Bd. 3. Columbus, USA, Juni 2003, S. 874–877.

-
- [26] McCARRICK, C. D.: A combination monopole/quadrifilar helix antenna for S-band terrestrial/satellite applications. In: *Microwave Journal* 5 (2001), Mai, Nr. 2, S. 330–331+333–334.
- [27] PETROS, A.; HELSTROM, T. C.: *Combination Linearly Polarized and Quadrifilar Antenna Sharing a Common Ground Plane*. Washington DC, USA, September 2003. – Patent-Nr.: 6621458.
- [28] MANSOR, M. F.; BROWN, T. W. C.; EVANS, B. G.: A dual circularly polarised Contrawound Quadrifilar Helix Antenna for land mobile satellite MIMO terminal. In: *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*. Berlin, Deutschland, März 2009, S. 1072–1076.
- [29] MÜLLER, D. J.; REITER, L. M.; BARIÉ, D. E.; LINDENMEIER, S. M.: Measurement and analysis of Satellite Digital Audio signals in Rayleigh fading scenarios. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*. San Diego, USA, Juli 2008, S. 1–4.
- [30] YEGIN, K.; HARRIS, B.W.; LIVENGOD, W.R.; ZHANG, Shuping; CRAMER, D.A.; MARRAH, J.J.: Satellite radio diversity antenna systems. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2005* Bd. 1B. Washington D.C., USA, Juli 2005, S. 72–75.
- [31] BASARI; SAITO, K.; TAKAHASHI, M.; ITO, K.: Field experiment on simple vehicle antenna system using geostationary test satellite. In: *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, S. 1922–1925.
- [32] BARIÉ, D.: *Verbesserung des mobilen digitalen Satellitenrundfunkempfangs durch schnell schaltende Antennendiversity-Verfahren*. Neubiberg, Deutschland, Universität der Bundeswehr München, Dissertation, Juli 2009.
- [33] GENG, N.; WIESBECK, W.: *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Berlin, Deutschland : Springer-Verlag, 1998.
- [34] WIESBECK, W.: *Antennen und Antennensysteme*. Universität Karlsruhe (TH), Deutschland : Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, 2002. – Skriptum zur Vorlesung.
- [35] KRAUS, J. D.: *Antennas For All Applications*. 3. Auflage. New York, USA : McGraw-Hill Inc., 2002.
- [36] BALANIS, C. A.: *Antenna Theory*. 3. Auflage. New Jersey, USA : John Wiley & Sons, 2005.
- [37] ELEIWA, M.A.H.: Correlation characteristics of diversity antennas in mobile environments. In: *Information, Communications Signal Processing, 2007 6th International Conference on*, 2007, S. 1–4.
- [38] FUJIMOTO, K.; JAMES, J.R.: *Mobile Antenna Systems Handbook*. Boston, USA : Artech House, 1994.

- [39] LINDENMEIER, H.; HOPF, J.; REITER, L.; DAGINNUS, M.; KRONBERGER, R.: A New Design Principle for a Low Profile SDARS-Antenna including the Option for Antenna-Diversity and Multiband Application. In: *SAE 2002 World Congress & Exhibition*. Detroit, USA, März 2002.
- [40] MÜLLER, D. J.; HOPF, J. F.; LINDENMEIER, S. M.: A Cavity-Backed Thin Combined Slot-Dipole Antenna for Mobile Reception of Satellite Signals in Automotive Applications. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*. Charleston, USA, Juni 2009, S. 1–4.
- [41] CST AG (Hrsg.): *CST Microwave Studio*. Version 2009.07. Darmstadt, Deutschland: CST AG, Juni 2009.
- [42] PORTER, B. G.; GEARHART, S. S.: Impedance and Polarization Characteristic of H and IHI Slot Antennas. In: *IEEE Antennas and Propagation Symposium 2000*. USA, August 2000, S. 1272–1274.
- [43] YOSHIMURA, Y.: A Microstripline Slot Antenna. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 20 (1972), November, Nr. 11, S. 760–762.
- [44] ZINKE, O.; BRUNSWIG, H.: *Hochfrequenztechnik 1*. 6. Auflage. Berlin, Deutschland : Springer-Verlag, 2000.
- [45] MÜLLER, D. J.; WEIKERT, M.; LINDENMEIER, S. M.: Investigation of a Compact Antenna Diversity Set for Satellite Radio Applications. In: *European Conference on Antennas and Propagation*. Barcelona, Spanien, April 2010.
- [46] WEIKERT, Marcel: *Kombination verschiedener Antennentypen zur Empfangsverbesserung von digitalen Satellitensignalen*. Neubiberg, Deutschland, Universität der Bundeswehr München, Diplomarbeit, April 2009.
- [47] HUANG, J.: A circularly polarized conical pattern from a circular microstrip antenna. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1983* Bd. 21. Houston, USA, Mai 1983, S. 51–54.
- [48] SAALA, G.; HOPF, J.; LINDENMEIER, S.: Small satellite car antenna for simultaneous reception of LHCP and RHCP signals. In: *3rd European Conference on Antennas and Propagation*. Berlin, Deutschland, März 2009, S. 23–27.
- [49] SAALA, G.; MÜLLER, D.; HOPF, J.; LINDENMEIER, S.: Antenna with Optimized Pattern for Simultaneously Reception of Terrestrial Signals and Signals of Geostationary Satellites. In: *Kleinheubacher Berichte 2009*. – angenommen zur Veröffentlichung.
- [50] MEINKE, H.; GUNDLACH, F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. 2. Auflage. Berlin, Deutschland : Springer-Verlag, 1962.
- [51] THUMM, M.: *Hoch- und Höchstfrequenz-Halbleiterschaltungen*. 10. Auflage. Universität Karlsruhe (TH), Deutschland : Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, 2003/2004. – Skriptum zur Vorlesung.

- [52] FAN, W.; LU, A.; WAI, L. L.; LOK, B. K.: Mixed-mode S-parameter characterization of differential structures. In: *Electronics Packaging Technology, 2003 5th Conference (EPTC 2003)*. Singapur, Malaysia, Dezember 2003, S. 533–537.
- [53] SEWIOLO, B.; G.VINCI; FISCHER, G.; WEIGEL, R.: Mixed-mode S-parameter design of ultra-wideband coupled-line baluns. In: *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on*, 2009, S. 55–58.
- [54] MILLIGAN, T.: Polarization loss in a link budget when using measured circular-polarization gains of antennas. In: *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 38 (1996), Februar, Nr. 1, S. 56–58.
- [55] MILLIGAN, T.: Comments on 'Polarization loss in a link budget when using measured circular-polarization gains of antennas'. In: *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 38 (1996), Oktober, Nr. 5.
- [56] MÜLLER, D. J.; SENEGA, S.; LINDENMEIER, S. M.: Compact 3-Antenna Diversity Set for HEO and GEO Satellite Systems with Terrestrial Repeaters. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2010. APSURSI '10. IEEE*. Toronto, Kanada, Juli 2010.
- [57] MÜLLER, D. J.; SENEGA, S.; LINDENMEIER, S. M.: Novel 2-Antenna Diversity Set for SDARS Reception in GEO and HEO Satellite Systems. In: *European Wireless Technology Conference 2010*. Paris, Frankreich, September 2010. – angenommen zur Veröffentlichung.
- [58] FORSCHUNGSVEREINIGUNG RÄUMLICHE ELEKTRONISCHE BAUGRUPPEN 3-D MID E.V.: *Räumliche spritzgegossene Schaltungsträger*. <http://www.3d-mid.de/>, Abruf: Januar 2010.
- [59] FORSCHUNGSVEREINIGUNG RÄUMLICHE ELEKTRONISCHE BAUGRUPPEN 3-D MID E.V.: *3D-MID Technologie*. 1. Auflage. München, Deutschland : Hanser Fachbuchverlag, 2004.
- [60] MAAG, M.: *Untersuchung von zwei Diversity-Antennen auf einem MID-Kunststoffkörper für den Empfang von terrestrischen- und HEO-Satelliten-Signalen*. Neubiberg, Deutschland, Universität der Bundeswehr München, Bachelorarbeit, März 2010.
- [61] MATHIE, S.: *Untersuchung einer Satellitenantenne auf einem MID-Kunststoffkörper für den Empfang von Radiosignalen bei niedrigen Elevationswinkeln*. Neubiberg, Deutschland, Universität der Bundeswehr München, Bachelorarbeit, März 2010.
- [62] PETROS, A.; ZAFAR, I.; PLA, R.: Antenna Measurement Techniques for SDARS Antennas. In: *Antenna Measurement Techniques Association AMTA 2004*. Atlanta, USA, Oktober 2004.
- [63] MÜLLER, D. J.; REITER, L. M.; HOPF, J. F.; BARIÉ, D. E.; LINDENMEIER, S. M.: A Measurement System for Investigation and Evaluation of Diversity Antenna Combinations in Microwave Fading Scenarios. In: *German Microwave Conference*. Hamburg-Harburg, Deutschland, März 2008, S. 1–4.

- [64] MEINKE, H.; GUNDLACH, F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik - Band 1*. 5. Auflage. Berlin, Deutschland : Springer-Verlag, 1992.

